



**HAL**  
open science

# Contribution à l'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception GNSS

Amandine Proia

► **To cite this version:**

Amandine Proia. Contribution à l'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception GNSS. Instrumentations et Détecteurs [physics.ins-det]. Observatoire de Paris, 2011. Français. NNT: . tel-00668405

**HAL Id: tel-00668405**

**<https://theses.hal.science/tel-00668405>**

Submitted on 9 Feb 2012

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES  
BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES  
OBSERVATOIRE DE PARIS**

**ECOLE DOCTORALE  
D'ASTRONOMIE ET ASTROPHYSIQUE D'ILE-DE-FRANCE**

**THESE DE DOCTORAT DE L'OBSERVATOIRE DE PARIS**

**Spécialité : Physique  
Mention : Instrumentation**

**présentée par  
Amandine PROIA**

**pour obtenir le titre de  
Docteur de l'Observatoire de Paris**

**Sujet :**

**CONTRIBUTION A L'ETALONNAGE EN ABSOLU  
D'UNE CHAINE DE RECEPTION GNSS**

**Soutenue le 10 novembre 2011 devant le jury composé de :**

<b>Mme</b>	<b>N. CAPITAINE</b>	<b>Présidente du jury</b>
<b>Mr</b>	<b>A. BAUCH</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>Mr</b>	<b>F. VERNOTTE</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>Mme</b>	<b>P. DEFRAIGNE</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr</b>	<b>C. BOURGA</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr</b>	<b>P. TUCKEY</b>	<b>Directeur de thèse</b>
<b>Mr</b>	<b>G. PETIT</b>	<b>Codirecteur de thèse</b>
<b>Mr</b>	<b>G. CIBIEL</b>	<b>Codirecteur de thèse</b>



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude aux membres de mon jury de thèse qui sont venus jusqu'à Toulouse pour assister à ma soutenance. Je remercie plus particulièrement François Vernotte et Andreas Bauch qui ont endossé la lourde charge de rapporteurs ainsi que Nicole Capitaine qui a accepté de présider le jury. Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à Christophe Bourga et Pascale Defraigne pour leurs intérêts concernant mes travaux.

Ma thèse s'est principalement déroulée au CNES mais également au BIPM où j'ai eu le plaisir de séjourner quelques mois et de vivre ainsi la vie de château. Je tiens à remercier sincèrement chaque membre de l'équipe du département du Temps à laquelle j'étais rattachée : Hawaï, Gianna, Aurélie, Vlodec, Ziheng, Gérard, Laurent et bien entendu Felicitas, qui a chacune de mes visites, m'ont toujours réservé un accueil très chaleureux. Je me suis régalée de nos conversations autour d'un café qui m'ont également permises de découvrir des confiseries provenant du monde entier. Je garderai un souvenir amusé des repas de Noël déguisés mais également des crêpes party ou des pots où le champagne coulait toujours à flots. Mon seul regret restera de n'avoir pu participer au tournoi de tennis de table et de n'être donc pas devenue championne incontestable du bureau. Je tiens à exprimer plus particulièrement ma reconnaissance à Felicitas qui a facilité mon intégration au sein de l'équipe et a toujours pris le temps d'échanger avec moi lors de mes visites au BIPM. Un merci également tout particulier à Gérard qui a été l'un de mes encadrants pendant ces trois ans.

Si ma thèse était cofinancée par le CNES et le BIPM, c'est l'Observatoire de Paris qui était chargé du suivi administratif. Je tiens donc à remercier Philip Tuckey qui a été mon directeur de thèse officiel. Son point de vue plus extérieur m'a souvent permis de prendre du recul sur mon travail. Nos échanges tripartis lors des réunions d'avancement ont toujours été très enrichissants et m'ont permis d'élargir ma vision des choses concernant les activités que le menais. Je remercie également Pierre Uhrich et Joseph Achkar qui ont pris le temps d'échanger avec moi concernant les aspects plus métrologiques de mon sujet de thèse.

Au cours de ma soutenance, il a été relevé qu'initialement je n'avais pas envisagé de faire une thèse. J'ai changé d'avis en vivant pendant un an avec "les thésards de l'Obs". Ils m'ont fait découvrir qu'une thèse n'était pas forcément uniquement théorique mais pouvait également consister à manipuler 15 heures par jour dans une cave. Je tiens à remercier plus particulièrement certains d'entre eux qui ont fait de mon passage à l'Obs, une année pleine de beaux souvenirs :

- Michael Petersen, mon colocataire de bureau que nous partageons avec Christian Bordet. Il restera le danois le plus mordu de canard que je connaisse
- Friedemann Reinhardt : Son imagination et sa créativité concernant des sujets aussi variés que les animaux gonflables ou les ânes de béton marqueront mon esprit
- Clément Lacroûte, son confrère d'atelier, qui a réussi à fonder une famille formidable tout en se consacrant pleinement à son travail de thèse
- Rodolphe Boudot, mon voisin du 18<sup>ème</sup> avec qui j'ai passé d'excellentes soirées et que je considère comme l'un des hommes les plus gentils du monde
- François-Xavier Esnault, son cobureau qui restera pour moi l'auteur de phrases mythiques
- Laurine Brondeau qui est venue renforcer les effectifs de la gente féminine pendant ses quelques mois de stage à l'Obs et dont les histoires de cœur ont alimentés les ragots du laboratoire
- Loïc Duchayne qui avait un rythme de travail bien particulier qui s'est pourtant avéré être efficace et qui m'a fait découvrir le meilleur glacier de Paris.

Je tiens à le remercier plus particulièrement ainsi que sa chérie Claire pour avoir été présents lorsque j'ai eu des baisses de moral pendant mon séjour parisien. Ils se sont également révélés être des hôtes d'exception lors de mes visites dans leur nouveau chez eux à NYC. J'ai ainsi pu découvrir que Claire était devenue experte en fourrage de dinde et que Loïc, malgré sa reconversion, continue à apprécier les plaisirs simples de la vie comme se trémousser devant un écran avec une manette de Wii à la main ou piloter un hélicoptère miniature. J'ai également eu l'honneur d'être la catsitter de Baka, le seul chat au monde qui peut passer sa journée à regarder un mur sans bouger. Il faut par contre que je rétablisse une vérité : Loïc qui se proclamait roi incontesté de Mario Kart a récemment trouvé son maître en la personne de mon amoureux.

Je remercie également :

- Xavier Baillard que j'ai vraiment découvert lors des Solidays où ils ont été avec Loïc, les meilleurs chefs de tous les temps de l'équipe Poztonsac. Je les remercie de m'avoir fait découvrir ce festival dont je suis devenue accro.
- Thomas Lévêque qui, malgré son culte inconsidéré pour la lutte gréco-romaine et la position préférentielle, s'est récemment reconverti en maître du Kung Fu. Il exerce cette activité avec Alexandre Gauguet que j'ai appris à mieux connaître depuis qu'il vit à Toulouse
- Frédéric Chapelet qui nous a fait découvrir son talent d'organiste lors de visites nocturnes des églises de la capitale. Je ne m'excuserai jamais assez auprès de lui de l'avoir mis mal à l'aise devant sa grand-maman le jour de sa soutenance...

Je suis très contente que ces trois "thésards de l'Obs" ainsi que Maud m'aient rejoint dans la ville rose.

Et oui ce sont eux, entre autre, qui m'ont motivé à faire une thèse et à rejoindre ainsi l'équipe HT du CNES. Je ne pourrais jamais assez remercier Gilles qui m'a encadré au cours de ces trois années. Même si au premier abord, il m'a fait un peu peur, notre colocation m'a fait rapidement découvrir que c'est une personne sensible qui sait être à l'écoute. Ces sages conseils m'ont souvent aidé à prendre les bonnes décisions. Il sait

aussi se montrer très taquin et a d'ailleurs été l'auteur de nombreux canulars à mon égard qui ont cessés grâce à une trêve de Noël. Je tiens également à remercier Jérôme, l'autre grand comique de TF ainsi que Philippe qui reste un homme du temps malgré sa délocalisation avant mon arrivée en thèse. Tic et Tac, comme ils ont été surnommés, ont été d'un grand soutien lors des colloques où ils m'ont toujours accompagnés et où ils m'ont inlassablement écouté répéter mes présentations. Ces séjours resteront des souvenirs très forts de ma thèse : je pense d'ailleurs que la soirée Vodka/Chocolat de l'hôtel Granvelle restera dans la mémoire collective de la communauté Temps/Fréquence. C'est également à cette occasion qu'avec Gilles et Philippe nous avons eu la chance de découvrir la chevelure de rêve que Jérôme portait fièrement lors de sa période hippy. Je pense que celui-ci gardera longtemps en mémoire ma prestation à Reston où une annonce faite le matin même m'avait tellement déstabilisé que mes réponses aux interrogations suivant ma présentation ont été faites dans un français très précis. David a récemment rejoint cette joyeuse équipe. Comme il l'a si joliment dit, il m'a vu faire vers mes premiers pas dans le domaine du Temps/Fréquence à l'Observatoire et m'a également soutenu lors de la dernière ligne droite de cette thèse. Un grand merci à eux quatre pour avoir assisté à mes répétitions de soutenance, toujours dans la joie et la bonne humeur. Une pensée également pour le néogyuannais, Benoît avec qui j'ai partagé un retour mouvementé vers Toulouse grâce ou à cause du volcan Eyjafjallajökull. Pendant la majorité de mon séjour au CNES, j'ai cohabité dans le laboratoire avec Jean-François dont la mémoire m'épatera toujours.

Je tiens également à remercier particulièrement Leslie qui a été ma coéquipière de mesure de TPG à l'ARV pendant la première partie de ma thèse et qui m'a fait le plaisir de venir assister à ma soutenance.

Pendant ces trois années, j'ai également côtoyé le côté obscur du service : les hypermans, Luc, Francis, Laurent, Cédric, Jérôme, Laetitia, Geoffroy et assimilé hyperman Philippe. Je garderai un souvenir fort de nos discussions parfois mouvementées mais également de nos fous rires dus à l'humour parfois douteux de certain d'entre eux.

Une pensée particulière pour Laurence, une secrétaire "magique" capable de résoudre tous vos problèmes grâce à son réseau. Je tiens également à exprimer toute ma gratitude à Guy, le chef de fil de cette joyeuse bande, avec qui j'ai vécu des aventures pleines de rebondissements. Je le remercie d'avoir toujours été honnête avec moi.

Certains anciens du service, régulièrement de passage, marqueront également mes esprits : le duo de choc Christine et Christophe, dont les histoires me feront toujours rire ainsi que mon presque voisin et maître gaufrier : Alain. J'ai parfois eu l'occasion d'organiser certains événements festifs avec lui et je pense d'ailleurs que son chef de service se souvient encore de la casseuse de noisettes au marteau.

Mon travail de thèse au CNES m'a donné l'opportunité de travailler avec de nombreux services de la sous-direction radiofréquence mais également avec les "gars de Mesures". Ils m'ont très gentiment accueilli au sein de leurs locaux et m'ont laissé m'accaparer de toutes les étuves dont ils disposaient. C'est à cette période que mes tendances pyromanes ont refaits surface au détriment d'un malheureux récepteur. Je tiens

---

également à remercier très chaleureusement le service Antenne d'avoir mis à ma disposition une partie de leurs équipements et particulièrement Lise et Daniel qui ont pris le temps de répondre à mes interrogations concernant un domaine que je maîtrisais peu au commencement de cette thèse. Un grand merci également à Laurent, arrivé au CNES depuis peu, dont le bureau était devenu mon refuge lorsque j'avais besoin de me changer les idées. La réussite de cette thèse n'aurait pu être possible sans le soutien du service SR que je remercie de nous avoir prêté, à long terme, un de leurs simulateurs.

Enfin je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à ma famille et mes amis qui ont fait le déplacement en masse pour venir assister à ma soutenance : Amandine, Arnaud, Baba, Juju, Soizic, Marina qui a fait le déplacement depuis Zurich ainsi que tous les auvergnats, fervents supporters de l'ASM, Sylvain, Magalie, Benoit, Aurélie, Marie, Anne, Antoine, Lucie, Margaux, Leïla, Benjamin, Nicolas, l'autre Anne et Adeline.

J'ai surtout été ravie que ma famille au grand complet soit venue pour partager avec moi cette dernière étape de ma thèse : Ma grand-mère que je ne pensais pas autant émouvoir, mon grand-père qui a fièrement porté les couleurs de l'ASM dans une salle pleine de supporters des rouges et noirs et bien sûr les tontons/tatas : Ludovic et Nicole, Xavier et Cathy ainsi que Stéphane. J'ai été très amusé de les voir retrouver leurs 15 ans lors de leur cohabitation avec mes grands-parents dans le gîte de Beaumont. Je ne peux évidemment pas clore ces remerciements sans évoquer une femme formidable, ma maman, qui m'a inculqué le sens du travail et tant d'autres valeurs qui font de moi ce que je suis aujourd'hui. Une pensée également pour le deuxième homme de ma vie, mon petit frère Emeric qui compte beaucoup pour moi. Je suis également ravie que Kamilla, nouveau membre de notre famille, ait pu venir assister à ma soutenance.

Je conclurais cette longue liste en remerciant de tout mon cœur, mon p'tit chéri d'amour, Guillaume, qui m'a soutenu tout au long de ma thèse et plus particulièrement pendant cette période d'autisme qu'a été la rédaction de mon manuscrit. Il a supporté mes crises d'angoisse ou d'énerverment parfois injustifiées et a toujours répondu présent lorsque j'avais besoin de lui, même s'il ne comprenait pas toujours les causes de mon état.

# Table des matières

<b>Introduction .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 La mesure du temps .....</b>	<b>5</b>
1.1 Evolution de la mesure du temps.....	6
1.1.1 Echelle de temps .....	6
1.1.2 Durée .....	9
1.2 Principales applications de la mesure du temps .....	12
1.2.1 La recherche fondamentale.....	13
1.2.2 La navigation .....	13
1.2.3 La géodésie .....	19
1.2.4 La métrologie.....	20
1.3 Génération d'une échelle de temps.....	21
1.3.1 Propriétés d'une échelle de temps [36].....	21
1.3.2 Calcul du TAI et d'UTC .....	22
1.4 Moyens de comparaison d'horloges distantes .....	25
1.4.1 Les comparaisons par satellites .....	25
1.4.2 Les comparaisons sol.....	30
1.4.3 Synthèse des moyens de comparaison.....	30
1.4.4 Contributions au calcul du TAI .....	31
<b>Chapitre 2 Mesure du retard de chaînes de réception.....</b>	<b>35</b>
2.1 Présentation des éléments d'une chaîne de réception.....	36
2.1.1 Câble d'antenne .....	36
2.1.2 Récepteurs .....	39
2.1.3 Antennes .....	44
2.2 Principe de l'étalonnage .....	53
2.3 Etalonnage en relatif : Utilisation de signaux radiodiffusés.....	54
2.3.1 Principe.....	54
2.3.2 Bilan d'incertitudes .....	56
2.3.3 Mesures d'étalonnages en relatif .....	57
2.4 Etalonnage empirique : Suivi de la stabilité long-terme des étalonnages	58
2.4.1 Principe.....	58
2.4.2 Exemple du suivi de la stabilité des étalonnages.....	61

2.4.3 Bilan d'incertitudes .....	62
2.5. Etalonnage en absolu : Utilisation de signaux simulés .....	63
2.5.1 Etat de l'art .....	63
2.5.2 Méthode d'étalonnage en absolu d'un câble d'antenne.....	65
2.5.3 Méthode d'étalonnage en absolu d'un récepteur temps .....	66
2.5.4 Méthode d'étalonnage en absolu d'une antenne GNSS .....	71
2.5.5 Méthode d'étalonnage en absolu d'une chaîne complète.....	73
2.6 Confrontation des méthodes .....	74
<b>Chapitre 3 Optimisation de la méthode d'étalonnage en absolu .....</b>	<b>77</b>
3.1 Equipements de caractérisation .....	77
3.1.1 Compteur d'intervalle de temps .....	77
3.1.2 Analyseur de Réseau Vectoriel.....	78
3.1.3 Oscilloscope .....	81
3.2. Etalonnage du câble d'antenne .....	81
3.2.1 Mesure utilisant un intervalloètre.....	82
3.2.2 Mesure utilisant un analyseur de réseau vectoriel .....	82
3.2.3 Reproductibilité .....	90
3.3 Etalonnage des récepteurs .....	92
3.3.1 Retards dus aux câbles basses fréquences ( $LD_{BF}$ ).....	93
3.3.2 Retards dus aux câbles radiofréquences ( $LD_{RF}$ ).....	98
3.3.3 Retard interne du simulateur (SD).....	101
3.3.4 Retard du au paramètre $RX_{1PPS}$ .....	105
3.3.5 Différence de pseudo-distances (RxR-SR).....	105
3.4. Etalonnage des antennes.....	116
3.4.1 Mesures ARV : Configuration des paramètres.....	117
3.4.2 Paramètres environnementaux.....	122
3.4.3 Etalonnage de l'antenne émissive .....	129
<b>Chapitre 4 Résultats, bilans d'incertitude/ Confrontation des méthodes ....</b>	<b>133</b>
4.1 Expression de l'incertitude [113] .....	133
4.2 Etalonnage du câble d'antenne .....	134
4.2.1 Bilan d'incertitudes .....	135
4.2.2 Résultats .....	138
4.3 Etalonnage des récepteurs .....	139
4.3.1 Bilan d'incertitudes .....	140
4.3.2 Résultats .....	152
4.4 Etalonnage des antennes.....	155
4.4.1 Bilan d'incertitudes de l'étalonnage de l'antenne émissive.....	156
4.4.2. Bilan d'incertitudes .....	159
4.4.3 Résultats .....	160
4.5 Etalonnage de la chaîne de réception complète.....	163

4.5.1 Bilan d'incertitudes .....	164
4.5.2 Résultats .....	165
4.6 Comparaison étalonnage individuel / étalonnage chaîne complète.....	166
4.7 Confrontation des méthodes .....	167
4.7.1 Etalonnages en absolu .....	167
4.7.2 Etalonnage absolu / Etalonnage relatif .....	177
4.7.3 Etalonnage relatif / Etalonnage empirique .....	179
<b>Chapitre 5 Etalonnage absolu : Outils de caractérisation et application à la navigation .....</b>	<b>183</b>
5.1 Câble d'antenne .....	183
5.2 Récepteurs .....	185
5.2.1 Caractérisation thermique.....	186
5.2.2 Caractérisation hygrométrique .....	193
5.2.3 Caractérisation temporelle.....	195
5.2.4 Evaluation des performances.....	196
5.3 Antennes .....	199
5.4 Application à la navigation.....	200
5.4.1 Principe des PTF.....	201
5.4.2 Présentation de la chaîne de réception.....	202
5.4.3 Etalonnage de la PTF italienne.....	202
<b>Conclusion .....</b>	<b>209</b>
<b>Perspectives .....</b>	<b>213</b>
<b>Annexe A Signaux GNSS .....</b>	<b>215</b>
A.1 Caractéristiques du signal GPS.....	215
A.1.1 Structure du signal .....	216
A.1.2 Modulation.....	218
A.1.3. Transmission par spectre étalé.....	220
A.2 Mesure GPS .....	221
<b>Annexe B La Variance d'Allan.....</b>	<b>227</b>
B.1 Modélisation d'un signal .....	227
B.2 Caractérisation du bruit.....	228
B.2.1 Le domaine fréquentiel : Densité spectrale.....	229
B.2.2 Le domaine temporel : Variance.....	230
B.3 Variance d'Allan .....	231
B.4 Dérivées de la variance d'Allan.....	233
B.4.1 La variance d'Allan modifiée .....	233
B.4.2 La variance d'Allan temporelle .....	235

---

<b>Annexe C Principe du programme d'étalonnage empirique.....</b>	<b>237</b>
C.1 Programme principal de l'étalonnage empirique .....	237
C.2 Programme de calcul de Bi' .....	239
<b>Annexe D Caractérisation des antennes .....</b>	<b>243</b>
D.1 Principe de mesures en base compacte .....	243
D.2 Caractéristique des antennes [137] .....	244
D.2.1 Rayonnement et gain .....	244
D.2.2 Centre de phase.....	245
D.3 Rapport de mesures .....	245
D.3.1 Antenne NOVATEL 704-X.....	245
D.3.2 Antenne NOVATEL 702-GG.....	248
D.3.3 Antenne ASHTECH CHOKE-RING .....	251
<b>Annexe E Fonctionnement des équipements.....</b>	<b>255</b>
E.1 Compteur d'intervalle de temps .....	255
E.2 Analyseur de Réseau Vectoriel .....	258
E.3 Oscilloscope .....	263
<b>Publications personnelles .....</b>	<b>265</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>267</b>

# Glossaire

**ACES** : Atomic Clock Ensemble in Space

**AIG** : Association Internationale de Géodésie

**ALGOS** : Algorithme du BIPM permettant de générer mensuellement l'UTC) à partir de TAI

**AOG** : Auxiliary Output Generator

**ARV** : Analyseur de Réseau Vectoriel

**BCMA** : Base Compacte de Mesures d'Antennes

**BIPM** : Bureau International des Poids et Mesures

**BPSK** : Bi Phase Shift Keying

**BRUS** : Chaîne de référence de l'Observatoire Royal de Belgique (Récepteur : Ashtech Z12-T)

**C** : Capacité linéique

**c** : Célérité de la lumière ( $299792458 \text{ m.s}^{-1}$ )

**C/A (code)** : Coarse Acquisition

**CDMA** : Code Division Multiple Access

**CGPM** : Conférence Générale des Poids et Mesures

**CLK(k)** : Produits d'horloge définis par l'IGS

**[CLK(k)-GPST]<sub>IGS</sub>** : Produit d'horloge de chaque station IGS référencé par rapport au temps GPS

**CNES** : Centre National d'Etude Spatiale

**D** : Diamètre du conducteur extérieur d'un câble coaxial

**d** : Diamètre du conducteur interne d'un câble coaxial

**DLR** : Agence aérospatiale allemande (Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt)

**DORIS** : Détermination d'Orbite et Radio-positionnement Intégré par Satellites

**DUT** : Equipement sous test (Device Under Test)

**E** : Champs électriques

**EAL** : Echelle Atomique Libre

**EFTF** : European Frequency and Time Forum

**EGNOS** : European Geostationary Overlay System

**ELT** : European Laser Timing

**ESA** : European Space Agency

**ET** : Ephemeris Time

**EURAMET** : European Association of National Metrology Institutes

**FDMA** : Frequency Division Multiple Access

**GGTO** : GPS to Galileo Time Offset

**GNSS** : Global Navigation Satellite System

**GPS** : Global Positioning System

**GPST** : Global Positioning System Time

**GSS** : GNSS Signal Simulator

**GST(MC)** : Galileo System Time (Master Clock)

**H** : Champs magnétiques

***h*** : Constante de Planck ( $h = 6,626 \times 10^{-34} \text{ m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$ )

**ICD** : Interface Control Document

**IERS** : International Earth rotation and Reference Systems service

**IGN** : Institut Géographique National

**IGS** : International GNSS Service

**IRNSS** : Indian Regional Navigation Satellites System

**ISS** : International Spatial Station

**L** : Impédance linéique

**$L_0$**  : Longueur du câble

**LNE-SYRTE** : Laboratoire National de métrologie et d'Essais - Système de Références Temps-Espace

**MSAS** : MT SAT Augmentation System

**MWL** : Micro-wave Link

**NPL** : National Physical Laboratory

**NRL** : Naval Research Laboratory

**OCA** : Observatoire de la Côte d'Azur

**OPM4** : Récepteur Ashtech-Z12T voyageur du LNE-SYRTE

**P** (code) : **P**recis

**p** : Densité de puissance par angle solide

**P** : Puissance

**PHARAO** : **P**rojet d'**H**orloge Atomique par **R**efroidissement d'**A**tomes en **O**rbite

**PPP** : **P**recise **P**oint **P**ositioning

**PPS** : **P**ulse **P**er **S**econd

**PRN** : **P**seudo **R**andom **N**oise

**PTB** : **P**hysikalisk **T**echnische **B**undesanstalt

**PTBB** : Chaîne de référence de la PTB (Récepteur : Ashtech Z12-T)

**PTF** : **P**recise **T**ime **F**acility

**PTTI** : **P**recise **T**ime and **T**ime **I**nterval Meeting

**QZSS** : **Q**uasi-**Z**enith **S**atellites **S**ystem

**RF** : **R**adioFréquence

**RIMS** : **R**anging and **I**ntegrity **M**onitoring **S**tation

**Rinex** : **R**eceiver **I**Ndependent **E**Xchange **F**ormat

**RSS** : **R**oot-**S**um-**S**quare

**SBAS** : **S**atellites-**B**ased **A**ugmentation **S**ystem

**SHM** : **S**pace **H**ydrogen **M**aser

**SI** : **S**ystème **I**nternational des unités

**SU** : **S**oviet **U**nion

**T2L2** : **T**ransfert de **T**emps par **L**ien **L**aser

**TAI** : **T**emps **A**tomique **I**nternational

**TEM** : **T**ransversal **E**lectric and **M**agnetic fields

**TIC** : **C**ompteur d'**I**ntervalle de **T**emps

**Tm** : **T**emps de montée

**TOS** : **T**aux d'**O**ndes **S**tationnaires

**TPG<sub>x</sub>** ou **tg** : **T**emps de **P**ropagation de **G**roupe de l'élément **X**

**TWSTFT** : **T**wo-**W**ay **S**atellite **T**ime and **F**requency **T**ransfer

**UAI** : **U**nion **A**stronomique **I**nternationale

**USNO** : United States Naval Observatory

**UT** : Universal Time

**UTC** : Temps Universel Coordonné

**[UTC-GPST]<sub>T</sub>** : Différence entre le temps GPS et UTC fournie par le BIPM dans la circulaire T

**UTC(k)** : Réalisation local d'UTC

**[UTC-UTC(k)]<sub>T</sub>** : Différence entre la réalisation locale d'UTC et UTC fourni par le BIPM dans la circulaire T

**v<sub>g</sub>** : Vitesse de groupe

**VLBI** : Very Long Base Interferometry

**WAAS** : Wide Area Augmentation System

**Z<sub>c</sub>** : Impédance caractéristique

**μ<sub>0</sub>** : Perméabilité magnétique du vide =  $4 \pi \cdot 10^{-7}$  [H.m<sup>-1</sup>]

**ε<sub>0</sub>** : Permittivité diélectrique du vide =  $\frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$  [pF.m<sup>-1</sup>]

**ε<sub>r</sub>** : Permittivité diélectrique relative [pF.m<sup>-1</sup>]

**λ** : Longueur d'onde

**σ** : Ecart-type

## Glossaire : Notations particulières

**AD** : Retard de l'antenne (**Antenna Delay**)

**Ash<sub>HT</sub>** : Antenne Ashtech Choke-ring dédiée aux activités du service **HT** (P/N : CRG19983880102)

**Bk** : Biais instrumentaux des stations

**Bk'** : Biais instrumentaux des stations estimé par la méthode empirique

**CD** : Retard du câble d'antenne (**Cable Delay**)

**CLK(k)** : Produits d'horloge définis par l'IGS

**GTR<sub>HT</sub>** : Récepteur Dicom **GTR50** dédié aux activités du service **H**yperfréquences

Temps/Fréquence (Numéro chrono: 21 31 831)

**LD** : Retards dus aux liens entre les équipements lors de l'étalonnage du récepteur

**Lei25** : Antenne Leica AR25 (Numéro Chrono : 21 35 155)

**LD<sub>BF</sub>** : Retard dû au lien portant le signal 1 PPS

**LD<sub>RF</sub>** : Retard dû au lien portant le signal Radiofréquence

**LMR195-30** : Câble LMR195 de 30 mètres

**LMR400-30** : Câble LMR400 de 30 mètres

**LMR400-50** : Câble LMR400 de 50 mètres

**Nov<sub>GTR</sub>** : Antenne **Novatel 702-GG** faisant partie d'un ensemble de réception constitué également d'un récepteur Dicom **GTR50** (Numéro Chrono : 2131832)

**Nov704-1** : Antenne **Novatel 704-X** (Numéro chrono : 21 20 059)

**Nov704-2** : Antenne **Novatel 704-X** (Numéro chrono : 21 20 060)

**Nov<sub>HT</sub>** : Antenne **Novatel 702-GG** apparentant au service **HT** du CNES (Numéro de série : 01017187)

**Nov<sub>NRL</sub>** : Antenne **Novatel 702-GG** apparentant au **NRL**

**PolaR<sub>HT</sub>** : Récepteur Septentrio PolaRx2 dédié aux activités du service Temps/Fréquence (Numéro chrono : 21 15 557)

**PolaR<sub>Pha</sub>** : Récepteur Septentrio PolaRx2 dédié aux activités du service du projet Pharao

**Pro<sub>NRL</sub>** : Récepteur Novatel Propak\_V3 appartement au NRL

**Prop** : Retard du à la traversée dans l'air du signal

**Rx** : Récepteur

**Rx<sub>1PPS</sub>** : Retard entre la référence interne du récepteur et l'entrée du signal 1 PPS

**RxD** : Retard interne du récepteur (**Rx Delay**)

**RxR** : Pseudo-distances fournies par le récepteur

**SD** : Retard interne du simulateur (**Simulator Delay**)

**SR** : Pseudo-distances simulées par le simulateur

**TD** : Retard total induit par une chaîne de réception GNSS (**Total Delay**)

**TEC<sub>NRL</sub>** : Antenne Tecom appartenant au NRL

**TtP** : Tick to Phase

**X<sub>0</sub>** : Différence entre le 1 PPS-OUT et le 1 PPS-IN

**Z12<sub>HT</sub>** : Récepteur Ashtech Z12-T dédié aux activités du service HT (Numéro chrono : 20 92744)

**$\Delta_{ANT}$**  : Différences dues à la différence de méthodes pour calculer le centre de phase et le centre de masse des satellites GPS

**$\Delta_{GPST}$**  : Différence entre les temps GPS observés et reportés par la circulaire T et l'IGS

**$\delta$**  : Variations quasi-aléatoires communes aux observations de  $B_k'$  provenant de tous les laboratoires lors de l'étalonnage empirique

**$\Delta_{DCB}$**  : Différences dues à la convention des biais de codes différentiels

# Introduction

La mesure du temps a toujours été une préoccupation majeure pour l'Homme afin d'organiser la vie sociale, religieuse et économique des sociétés. Les premières civilisations ont rapidement cherché à évaluer l'écoulement du temps rythmé par les saisons, les jours et les nuits mais également à mesurer des durées indispensables à leurs activités quotidiennes. Ces deux concepts, échelle de temps et mesure de durée, n'ont jamais cessé de coexister et d'évoluer au gré des avancées technologiques et scientifiques mais sans jamais se recouvrir. En effet, les appareils que l'homme a mis au point pour mesurer les durées étaient moins stables à long terme que les phénomènes qui servaient de référence à la définition des échelles de temps. Inversement ces références ne sont pas utilisables en pratique pour mesurer des périodes courtes.

Si les échelles de temps ont longtemps été de nature astronomique, depuis quelques dizaine d'années, elles sont basées sur un phénomène physique : la fréquence émise lors de la transition d'un électron entre deux niveaux d'énergie d'un atome. Ce phénomène est utilisé dans les horloges atomiques à césium 133 pour définir la seconde, unité actuelle de temps du Système International d'Unités. L'accumulation de ces secondes permet alors de définir une échelle de temps locale. Ces instruments sont également utilisés pour mesurer des durées.

De nos jours, le temps de référence international est établi par le Bureau International des Poids et Mesure (BIPM) qui compare les données de plus de 300 horloges atomiques réparties partout dans le monde. Le transfert de temps et de fréquence utilisant des satellites de navigation est le moyen le plus employé actuellement pour réaliser ces comparaisons. Elles sont possibles grâce à des chaînes d'acquisition GNSS (Global Navigation Satellite System) composées d'une antenne, d'un câble et d'un récepteur "temps" qui doivent être évaluées et étalonnées périodiquement pour assurer l'exactitude et la stabilité long-terme de ces liens de temps. La mesure d'étalonnage consiste à déterminer le retard électrique accumulé par le signal lors de son acquisition par la chaîne de réception GNSS. La technique communément utilisée pour étalonner ces systèmes est la méthode en relatif développée par le BIPM. Un équipement, désigné comme la référence, est en circulation constante dans les laboratoires participant à la génération du temps de référence mondial. Un étalonnage différentiel est ensuite réalisé entre cet équipement et la chaîne de réception équipant le laboratoire visité.

Depuis 2005, le CNES développe une autre technique d'étalonnage : la méthode en absolu qui permet de déterminer le retard de chacun des éléments de la chaîne de réception en utilisant des signaux simulés au lieu de signaux radiodiffusés par les satellites des constellations GNSS. Mon travail de thèse s'est porté sur le développement et l'optimisation de cette méthode qui vise à étalonner une chaîne de réception GNSS avec une incertitude inférieure à une nanoseconde.

Ce manuscrit présente plus particulièrement la méthode d'étalonnage en absolu développé au CNES. Il s'organise de la façon suivante :

> Le Chapitre 1 décrit tout d'abord l'évolution de la définition des échelles de temps et de la mesure de durée. Les échelles de temps n'ont cessé d'être redéfinies afin d'augmenter leurs exactitudes et leurs stabilités long-terme. Initialement de nature astronomique, elles sont désormais définies de manière physique et atteignent une erreur relative de fréquence de  $10^{-15}$ . L'évolution technologique et certaines découvertes scientifiques ont également permis d'améliorer l'exactitude et la stabilité de la mesure de durée en mettant au point des instruments de plus en plus performants. Les nombreuses applications scientifiques et techniques qui nécessitent des besoins issus de la métrologie du temps sont aussi décrites dans ce chapitre. Il s'attache également à détailler la construction des échelles de temps actuelles, TAI le Temps Atomique International et UTC, le Temps Universel Coordonné. Ces références de temps nécessitent de comparer des horloges atomiques distantes réparties partout dans le monde. Une description et une comparaison des différentes techniques de transfert de temps existantes viendront clore cette partie.

> Le Chapitre 2 présente les éléments constituant une chaîne de réception GNSS (un récepteur, un câble d'antenne et une antenne) qui est actuellement le moyen le plus communément utilisé par les laboratoires de métrologie pour réaliser des comparaisons d'horloges distantes. Pour garantir l'exactitude et la stabilité long-terme de ces liens de temps, ces systèmes d'acquisition doivent être étalonnés régulièrement. Cette seconde partie du manuscrit décrit le principe de la mesure d'étalonnage ainsi que les deux techniques actuellement existantes pour réaliser cette mesure : la méthode en relatif et la méthode en absolu. Une autre technique, appelée étalonnage empirique, peut être employée pour établir la stabilité long-terme des biais instrumentaux des stations de manière empirique et permettre ainsi de vérifier les résultats des étalonnages relatifs ou absolus.

> Le Chapitre 3 expose toutes les études menées au cours de cette thèse qui ont permises une optimisation de chacun des bancs d'étalonnage visant à déterminer le retard des récepteurs temps, des câbles d'antenne et des antennes. Les conditions environnementales ainsi que les méthodes de mesure les plus adaptées ont été définies pour l'étalonnage de chaque élément.

> Le Chapitre 4 fournit les résultats ainsi qu'une description détaillée du bilan d'incertitudes associé aux mesures d'étalonnage des éléments d'une chaîne de réception

GNSS. Les mesures portent sur les principaux équipements utilisés par la communauté Temps/Fréquence : des récepteurs Ashtech Z12-T, Septentrio PolaRx2, Dicom GTR50, Novatel Propak-3, un câble d'antenne LMR400, des antennes Ashtech Choke-ring, Novatel 702 et Leica AR25.

> Le Chapitre 5 montre que la méthode d'étalonnage en absolu peut également permettre de caractériser les performances et la sensibilité à l'environnement de chacun des composants de la chaîne de réception. Cette technique peut donc être utilisée pour évaluer chacun des éléments constituant un système d'acquisition GNSS. Elle peut également avoir des applications directes dans un autre domaine que la métrologie du temps. En effet, la navigation qui se sert de liens de temps pour générer le temps physique des constellations est aussi demandeuse d'étalonnages de précision des chaînes de réception qui composent les segments sol des systèmes GNSS.



# Chapitre 1

## La mesure du temps

*"Les êtres vieillissent, les montagnes s'érodent, les étoiles naissent et meurent. Ni les êtres ni les choses n'échappent à l'emprise du temps.*

*Cela apparaît comme une évidence, le temps a commencé à s'écouler avec la formation de l'Univers, bien avant l'apparition de l'homme sur Terre. Et il continuera à le faire, même si la vie s'éteint sur notre planète. Il existe donc indépendamment de l'homme.*

*Ce qui a de façon incontestable une réalité indépendante de l'homme, c'est l'Univers et les phénomènes qui s'y produisent – mouvements, changements d'état. Le temps, lui, a-t-il vraiment une existence propre, ou n'est il qu'un concept humain pour exprimer, justement, les choses qui changent ?" [1]*

Depuis toujours le temps est une notion que l'homme a cherché à comprendre, à mesurer. Au fil des siècles, les plus éminents scientifiques se sont attachés à définir la nature du temps. Souvent comparé depuis Héraclite à un fleuve qui s'écoule, le temps permet d'évaluer les changements du monde qui nous entourent. La notion de temps est un corollaire de la notion de mouvement : le mouvement se fait dans la durée et si le temps venait à s'arrêter plus rien ne bougerait. Aristote le définira donc comme un nombre du mouvement selon l'antérieur et le postérieur.

En 1687, Newton déclara au début des Principia : *"Le temps absolu, vrai et mathématique, sans relation à rien d'extérieur, coule uniformément et s'appelle durée"*. Pour lui, le temps est un simple cadre de référence, un calendrier dans lequel s'inscrit le changement. Newton pensait que cette loi était universelle et considéra que toutes les horloges indiquaient le même temps : le temps dynamique absolu qui s'écoule uniformément, identiquement en tous points de l'univers. Cette notion pouvait donc constituer une référence commune valable partout sur Terre et dans l'univers.

Au début du 20<sup>ème</sup> siècle, la façon de concevoir le temps et de l'utiliser va être profondément modifiée. En 1917, Einstein réunit le temps et l'espace en un seul ensemble : l'espace temps. Selon sa théorie, le temps de deux observateurs en mouvement l'un par rapport à l'autre s'écoule différemment, de même qu'il est affecté

par le champ gravitationnel auquel il est soumis : le temps ne peut donc plus être considéré comme universel. Il n'y a plus de temps absolu mais des temps relatifs distincts pour chaque observateur et définis uniquement de manière locale [2].

Cette théorie amène à distinguer les grandeurs propres, directement mesurables, et les grandeurs coordonnées qui sont dépendantes d'un système de coordonnées.

Le temps propre est spécifique à chaque observateur, en fonction de sa trajectoire dans l'espace-temps. Une horloge réalise une représentation de ce temps propre. L'unité de temps, la seconde, est donc l'intervalle de temps séparant deux indicateurs d'une même horloge dans le référentiel où elle est au repos. La seconde générée a une signification locale et ne peut être utilisée qu'au voisinage immédiat de l'instrument qui la réalise. Les quantités propres ont donc une signification physique réelle puisqu'elles correspondent aux mesures d'intervalle de temps effectuées par un observateur à l'aide d'une horloge.

Les grandeurs coordonnées, dépendent elles, du choix arbitraire d'un système de coordonnées spatio-temporelles. Afin de dater un événement sans ambiguïté, il est nécessaire d'utiliser une échelle de temps de référence mondiale définie comme un temps coordonné. Pour la métrologie terrestre, on utilise généralement un système de coordonnées spatiales géocentriques qui tourne avec la Terre. Ainsi lorsque deux observateurs datent de manière différente un même événement en utilisant leurs horloges propres, ils fourniront la même date en se référant à un temps coordonné.

Les domaines de la physique et de l'astronomie ont à tour de rôle été demandeurs et fournisseurs de mesures de durée et d'échelles de temps. Au fil des siècles, ces deux concepts ont toujours coexisté et n'ont cessé d'être redéfinis.

## 1.1 Evolution de la mesure du temps

Grâce à une exactitude et une stabilité grandissantes de la mesure du temps, les définitions des échelles de temps et des mesures de durée n'ont cessé d'évoluer au cours des siècles [1].

### 1.1.1 Echelle de temps

C'est d'abord en observant le ciel que les hommes ont trouvé des repères objectifs pour mesurer le temps. Les premières civilisations ont utilisé l'alternance des jours et des nuits ainsi que celle des saisons, liée à la rotation de la Terre autour de son axe et autour du soleil, pour rythmer leurs activités et construire leurs calendriers. Par exemple, les Egyptiens se servaient d'un gnomon (un bâton planté dans le sol) pour déterminer l'heure soit en fonction de la longueur de l'ombre, soit en fonction de son orientation. Ce type de cadran était assez peu précis car il ne tenait pas compte des variations de la

durée du jour au cours de l'année. Les cadrans solaires à style<sup>1</sup> incliné qui nous sont plus familiers, ne sont apparus qu'au 14<sup>ème</sup> siècle. L'échelle de temps définie avec ce type d'instrument est appelée le temps solaire vrai. Elle est calculée à partir de l'angle horaire vrai du soleil du lieu où est réalisée l'observation. Ce temps est local et n'est pas uniforme à cause du mouvement apparent du soleil dans le ciel. Cette définition sera d'un usage très courant jusqu'à la fin du 18<sup>ème</sup> siècle.

A cette époque, les observations astronomiques devenant de plus en plus performantes, les scientifiques découvrent des variations de la vitesse de la rotation de notre planète dues à l'excentricité de son orbite et à son inclinaison par rapport à l'équateur. Le temps solaire vrai est alors remplacé par un temps fictif, le temps solaire moyen qui correspond au temps solaire corrigé de ces fluctuations. L'équation du temps donne la différence entre le temps solaire moyen et le temps solaire vrai.

A partir du début du 19<sup>ème</sup> siècle, le développement des moyens de communication et de transport rend indispensable l'uniformisation du temps pour le monde entier. Cette standardisation sera instaurée à partir de 1884, avec l'adoption du méridien de Greenwich comme origine des longitudes terrestres auquel sera associée l'utilisation du Temps Universel (UT) [3].

Cette base de temps se rapporte à toutes les échelles de temps basées sur la rotation de la Terre et référencées au méridien origine. Son utilisation a été recommandée en 1948 par l'Union Astronomique Internationale (UAI).

Pour pallier aux irrégularités d'UT, trois sortes de temps universels vont être définis [4]:

- Le temps UT0, dérivé des observations astronomiques. Il est affecté par le mouvement de l'axe de rotation de la Terre ainsi que par les variations de sa vitesse de rotation.
- Le temps UT1, obtenu en éliminant les effets du mouvement des pôles à UT0.
- Le temps UT2, dérivé d'UT1 par éliminations des effets saisonniers de la rotation de la Terre. Il correspond à une version lissée d'UT1 et a été utilisé dans le passé pour rendre l'échelle de temps UT plus uniforme.

Depuis sa création en 1988, l'IERS (International Earth rotation and Reference Systems service) est chargé de suivre les irrégularités de la rotation de la Terre.

Les astronomes découvrent par la suite que le mouvement des corps célestes est plus stable que la rotation de la Terre sur elle-même. En 1960, les scientifiques définissent donc une nouvelle échelle de temps, le Temps des Ephémérides (ET) qui est la solution de l'équation qui donne la longitude moyenne géométrique du soleil en fonction du temps. Celle-ci est basée sur la révolution de la Terre autour du soleil dont la durée ne subit pas les fluctuations annuelles [5]. La précision assez mauvaise de la mesure de la position du soleil par rapport à la position des étoiles fait qu'il est difficile d'obtenir une bonne réalisation de ET dans un délai acceptable pour les utilisateurs. Une meilleure précision de lecture est obtenue en définissant un second temps des éphémérides basé sur la révolution de la Lune autour de notre planète. Cependant ce mouvement, perturbé

---

<sup>1</sup> Tige du cadran solaire

par les marées des océans et des phénomènes géophysiques, requiert un étalonnage empirique basé sur le temps des éphémérides fondamental.

Jusqu'à la deuxième partie du 20<sup>ème</sup> siècle, la définition du temps avait conservé un aspect astronomique mais allait devenir de nature physique grâce au développement des horloges atomiques. En effet, ces équipements, définissant la seconde, vont permettre de former une nouvelle échelle de temps : le Temps Atomique International (TAI) qui peut être considéré comme le temps propre d'une horloge sur le géoïde<sup>2</sup>. Pour la première fois au cours de l'histoire, c'est un seul et même instrument, les horloges atomiques, qui permet de mesurer les durées et de former l'échelle de temps. Actuellement, le TAI est réalisé à partir de la comparaison de plusieurs centaines d'horloges réparties dans le monde dont la majorité sont des horloges césium commerciales Hewlett Packard/Agilent/Symmetricon 5071A. L'instabilité de TAI est actuellement estimée à  $0,4 \cdot 10^{-15}$  pour une moyenne de 20 à 40 jours [6]. Il est obtenu par comparaison d'horloges et traité pour des intervalles de 5 jours pour un mois d'analyse avec un délai de publication de 15 jours après chaque date. Ces résultats sont reportés dans un document officiel, la circulaire T, fourni par le département Temps du BIPM (Bureau international des Poids et Mesures).

Si la vie des hommes est rythmée par l'alternance jour-nuit, le TAI comme le Temps Universel Coordonné (UTC) instauré en 1975 [7], qui est la base de l'heure légale dans le monde, en sont indépendants. UTC résulte d'un compromis entre UT1 qui dépend de la rotation de la Terre et de TAI qui est défini à partir d'un phénomène physique (Figure 1.1). Il a été instauré pour rester calé à moins d'une seconde près du temps solaire moyen + 12 heures tout en bénéficiant des propriétés métrologiques de TAI (stabilité, fiabilité, exactitude). UTC est directement dérivé de TAI auquel sont ajoutées des secondes intercalaires pour le recaler sur la rotation de la Terre. Celles-ci sont insérées, si nécessaire, à l'initiative de l'IERS à la fin du mois de juin ou de décembre pour qu'UTC réponde toujours à ces deux équations :

$$\begin{cases} UTC - TAI = n \text{ secondes } (n \text{ entiers}) \\ |UT1 - UTC| < 0.9 \text{ s} \end{cases} \quad (1.1)$$

En 2011, TAI et UTC diffèrent de 34 secondes. La Figure 1.1 présente un synoptique du lien existant entre les différentes échelles de temps.

<sup>2</sup> Surface équipotentielle du champ de pesanteur terrestre, assimilable, en dehors des terres émergées, au niveau moyen des mers.

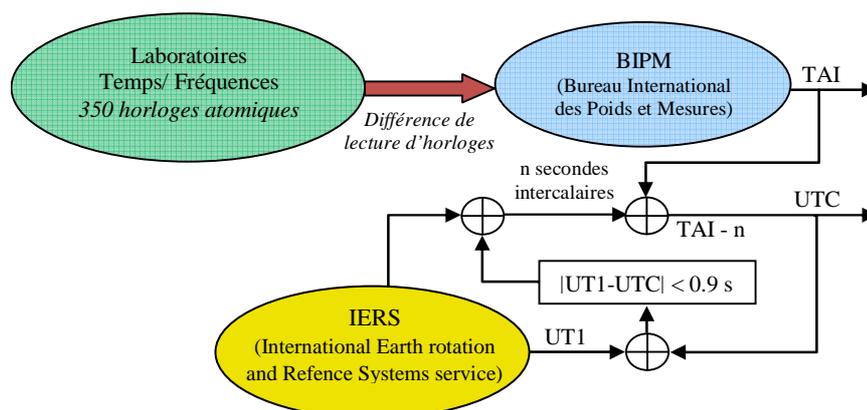


Figure 1.1 : Synoptique du lien entre les différentes échelles de temps

### 1.1.2 Durée

Les premières mesures de durées auraient été effectuées par les Egyptiens. Ils utilisaient la clepsydre dont le principe est basé sur la régularité de l'écoulement d'un liquide.

Les premières horloges mécaniques apparaissent en occident à partir du 14<sup>ème</sup> siècle. La dérive de ce type d'instrument peut atteindre une heure par jour. En 1641, Galilée qui s'intéresse aux propriétés des oscillations du pendule, eut l'idée d'utiliser un pendule pour réguler le mouvement des horloges. Malheureusement, il meurt l'année suivante et ne concrétisera pas cette idée qui sera développée par Christiaan Huygens en 1656. Avec un pendule comme régulateur de l'échappement<sup>3</sup>, la précision des horloges atteindra quelques dizaines de secondes par jour. En 1675, Huygens invente le ressort à spirale. Il s'agit d'une petite pièce spiralée qui se comprime et se détend alternativement. Ce dispositif de taille réduite pouvant fonctionner dans toutes les positions remplacera avantageusement le long pendule vertical et rendra ainsi possible la miniaturisation des horloges et particulièrement des montres.

Au 17<sup>ème</sup> siècle, les horloges de précision ont commencé à faire leur apparition. L'invention des premiers chronomètres a été motivée par l'essor des voyages maritimes qui nécessitaient de connaître l'heure précisément pour trouver la longitude des navires en mer. L'anglais John Harrison contribua énormément aux avancées de la mesure du temps. Il développa une horloge présentant des performances étonnantes pour l'époque et qui supportait les conditions difficiles d'un voyage en mer. L'un de ses premiers chronomètres, H1, ne se décalait que de trois secondes par jour (soit un décalage relatif de  $10^{-5}$ ). Il fut récompensé en 1773 par le parlement de Londres pour un autre prototype, H4, beaucoup plus compact qui n'accumulait des retards que de quelques secondes par mois seulement [8].

Pour la mesure du temps, la première grande innovation du 20<sup>ème</sup> siècle est l'utilisation des vibrations de cristaux de quartz. En 1880, les travaux des frères Curie mettent en

<sup>3</sup> Mécanisme d'horlogerie qui régularise le mouvement

lumière le caractère piézo-électrique de certains matériaux. Lorsqu'un potentiel électrique est appliqué aux surfaces d'un cristal, il se produit une déformation ou une vibration mécanique. Ces vibrations se produisent à une fréquence dépendante des dimensions et des propriétés du cristal [9]. La première horloge à quartz développée aux Etats-Unis par Horton et Marrison en 1928 était d'abord un instrument de laboratoire. Deux ans plus tard, la première horloge commerciale dont la fréquence est pilotée par un quartz verra le jour. La précision relative atteinte avec ces instruments est alors de  $10^{-7}$ . Cependant, ce type d'horloge n'a jamais été utilisé pour la définition de la seconde qui, à partir de la seconde moitié du 20<sup>ème</sup> siècle, est dérivée de l'échelle de temps en vigueur. L'unité de durée associée au Temps Universel est la seconde du temps solaire moyen : c'est la fraction 1/86400 du jour solaire moyen. Elle est restée la seconde du Système International des unités (SI) jusqu'en 1960.

L'unité de temps a ensuite été dérivée du Temps des Ephémérides : c'est la seconde des éphémérides qui est définie comme la fraction de 1/31556925,9747 de l'année tropique commençant le 1<sup>er</sup> janvier 1900 à 12h. L'année tropique est la durée entre deux passages du soleil au point vernal<sup>4</sup>. Cette définition, utilisée de 1960 à 1967, n'a jamais été employée dans la vie courante et s'est limitée aux besoins astronomiques. Elle a ensuite été remplacée par celle de la seconde générée à partir d'une horloge atomique [10].

Ce type d'équipement est basé sur un aspect fondamental de la physique quantique : Un atome possède des niveaux d'énergie quantifiés. Son énergie ne peut avoir que certaines valeurs bien précises caractéristiques de la nature de l'atome (hydrogène, césium, etc.). Dans certaines conditions, une transition peut se produire entre deux de ces niveaux d'énergie  $E_{|f\rangle}$  et  $E_{|e\rangle}$  ( $E_{|e\rangle} > E_{|f\rangle}$ ). Pour qu'un atome passe du niveau d'énergie  $E_{|f\rangle}$  à  $E_{|e\rangle}$ , il doit absorber un photon dont l'énergie correspond exactement à la différence d'énergie entre  $E_{|e\rangle} - E_{|f\rangle}$ . Il se trouve ainsi porté au niveau d'énergie  $E_{|e\rangle}$ . A l'inverse, pour revenir, de façon spontanée ou stimulée, au niveau d'énergie  $E_{|f\rangle}$ , l'atome émet un rayonnement électromagnétique de même énergie proportionnelle à la fréquence  $\nu$  vérifiant la loi de Bohr telle que :

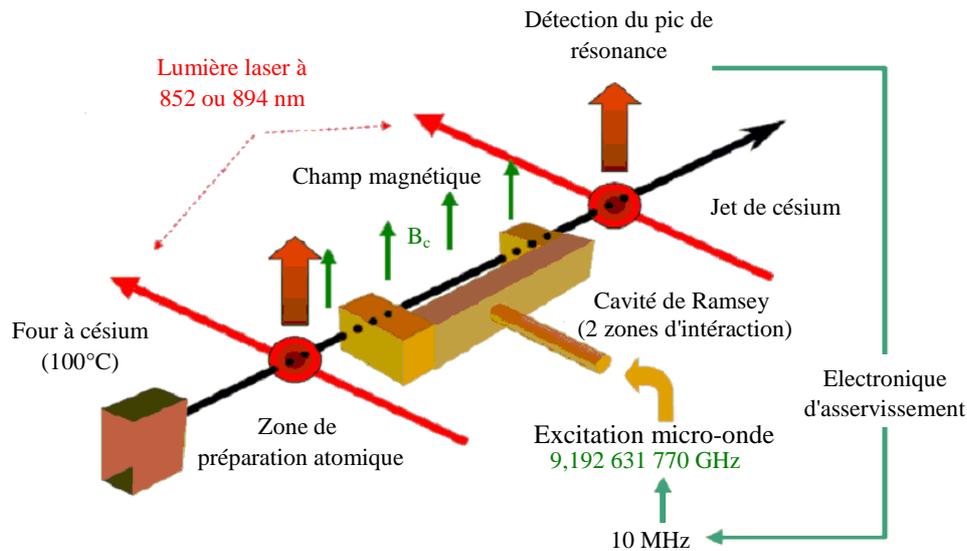
$$h \cdot \nu = E_{|e\rangle} - E_{|f\rangle} \quad (1.2)$$

- $\nu$  : Fréquence [Hz]
- $h$  : Constante de Planck ( $h = 6,626 \times 10^{-34} \text{ m}^2\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ )
- $E_{|x\rangle}$  : Niveau d'énergie [J]

Pour construire une horloge, il suffit d'utiliser la fréquence de cette onde électromagnétique et de compter ses périodes. La Figure 1.2 décrit sommairement le principe d'un étalon à jet de césium dont le premier a vu le jour au NPL (National Physical Laboratory) en 1955. Pour une description plus détaillée des horloges atomiques, le lecteur intéressé se dirigera vers la référence [9].

---

<sup>4</sup> Equinoxe de printemps



**Figure 1.2 :** Schéma de principe d'une horloge atomique à jet de césium [11]

Un tel instrument consiste à se servir de la transition atomique pour asservir un oscillateur local qui fournira un signal de référence. Ce mode d'utilisation est appelé le mode passif. Il existe aussi un mode actif utilisé avec les atomes d'Hydrogène, dans lequel les atomes oscillent en permanence entre les deux niveaux d'énergie  $E_{|f\rangle}$  et  $E_{|e\rangle}$  en produisant une onde électromagnétique à la fréquence  $\nu$  (effet MASER). Cette onde électromagnétique est ensuite utilisée pour asservir l'oscillateur local.

En 1967, la définition de la seconde est révisée par la CGPM (Conférence Générale des Poids et Mesures) et devient la durée de 9 192 631 770 périodes de la radiation correspondant à la transition entre deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de césium 133 [12]. Cette définition a été complétée en 1997 en déclarant qu'elle est référencée à un atome de césium au repos pour une température de 0 K [13]. Cette unité est toujours en vigueur aujourd'hui. Actuellement, la seconde est réalisée grâce à des étalons atomiques atteignant des exactitudes de quelques  $10^{-16}$  (soit l'équivalent d'une dérive de l'ordre de la seconde au bout de 300 millions d'années) [14] [15].

Il existe également des réalisations secondaires de la seconde utilisant d'autres atomes comme le strontium ou le mercure qui permettent d'atteindre des exactitudes de l'ordre de  $10^{-17}$  [16] [17] [18].

Les définitions des échelles de temps et des mesures de durée n'ont cessé d'évoluer avec le développement technologique afin d'acquérir une meilleure exactitude et une plus grande stabilité. Le Tableau 1.1 résume les différentes méthodes qui se sont succédées au fil des siècles pour réaliser les mesures de durée et d'échelles de temps.

**Tableau 1.1** : Résumé des techniques utilisées pour mesurer les durées et pour définir une échelle de temps [19]

Période	Horloge	Stabilité	Echelle de temps	Stabilité
<i>Antiquité</i>	Sablier	$10^{-3}$	Rotation de la Terre	$10^{-4}$ - $10^{-6}$
<i>17-18<sup>ème</sup> siècles</i>	Chronomètre mécanique	$10^{-5}$ - $10^{-6}$	Rotation de la Terre/Orbites	$10^{-6}$ - $10^{-7}$
<i>20<sup>ème</sup> siècle</i>	Quartz	$10^{-7}$ - $10^{-9}$	Orbite Terre et Lune	$10^{-9}$ - $10^{-10}$
<i>A partir de 1960</i>	Transition atomique	$10^{-12}$ - $10^{-15}$	Transition atomique	$10^{-12}$ - $10^{-15}$

### ○ D'autres échelles de temps

Les temps locaux, que nous utilisons au quotidien, sont dérivés d'UTC par un décalage de nombre entier d'heures (qui peut varier en été et en hiver) en fonction du fuseau horaire dans lequel se trouve l'observateur.

Les échelles de temps de référence TAI et UTC sont différées et ont une qualité métrologique qui requiert des mois de collecte et de traitement de données. Les laboratoires nationaux de métrologie construisent donc d'autres échelles de temps pour avoir un quasiaccès en temps réel à une représentation locale d'UTC, UTC(k) (*k* étant l'acronyme du laboratoire). Ces représentations sont ensuite comparées a posteriori avec TAI et UTC à chaque nouvelle publication de la circulaire T afin d'être réajustées si nécessaire. Certains laboratoires maintiennent également leur propre échelle de temps atomique libre, en principe non réajustée, notée TA(k).

D'autres échelles de temps trouvent des applications en navigation. En effet, chaque constellation de satellites utilise sa propre réalisation du temps coordonnée, comme le temps GPS pour le système de navigation américain ou le temps GLONASS pour le système de navigation russe. Ils sont tous deux générés à partir d'un ensemble d'horloges qui se trouvent dans une station de contrôle maîtresse et pilotés de manière à suivre la représentation locale d'UTC : UTC (USNO) pour le temps GPS et UTC(SU) pour le temps GLONASS.

## 1.2 Principales applications de la mesure du temps

La mesure de temps comme de fréquence est actuellement omniprésente dans notre quotidien. Alors que la plupart des activités de la vie courante ne requiert qu'une synchronisation de l'ordre de la minute, certains domaines utilisent des bases de temps très précises. Le positionnement par satellites est sans doute l'une des applications du transfert de temps la plus largement répandue. Les progrès en télécommunication sont

aussi indissociables des progrès de la mesure du temps et des fréquences. En effet, l'échange de grandes quantités de données à haut débit impose des contraintes de plus en plus élevées sur la synchronisation des systèmes qui les transmettent. Certains domaines scientifiques ont aussi des besoins sans cesse grandissants de mesure du temps et des fréquences.

### 1.2.1 La recherche fondamentale

#### ○ Astronomie

L'interférométrie à très longue base (VLBI: Very Long Base Interferometry), permettant l'observation de radiosources lointaines ou la poursuite des véhicules spatiaux, n'aurait pas pu se développer sans la précision actuelle des étalons fournis par la métrologie du temps. Ce type de mesures consiste à faire interférer des signaux reçus par des radiotélescopes distants de plusieurs milliers de kilomètres. Cette technique permet d'atteindre une résolution correspondant à celle d'un radiotélescope de diamètre équivalent à la distance entre les télescopes. Cette discipline nécessite donc que l'instabilité des deux horloges distantes soit inférieure à la précision de la mesure de la phase de l'onde reçue [20].

#### ○ Physique fondamentale

Les performances grandissantes des horloges atomiques et des méthodes de transfert de temps et de fréquence permettent de tester la physique fondamentale. Certaines constantes de la physique, comme la constante de Rydberg ou le facteur de Landé, sont déterminées au travers de la mesure de la fréquence de phénomènes physiques. La métrologie du temps a également un impact sur la physique atomique par le biais de la vérification de la linéarité de la mécanique quantique (équation de Schrödinger) et par sa contribution à la connaissance de certaines propriétés atomiques et moléculaires [9]. La mesure du temps intervient également dans les tests des modèles de structure de l'espace-temps et de la gravitation. Par exemple, PHARAO (Projet d'Horloge Atomique par Refroidissement d'Atomes en Orbite) développé par le CNES dans le cadre du projet ACES (Atomic Clock Ensemble in Space) mené par l'ESA, donne la possibilité de tester la physique fondamentale [21]. Cet instrument permettra de mesurer le déplacement relativiste de fréquence vers le rouge. Il devrait aussi permettre de déceler la dérive possible de la constante de structure fine et une éventuelle anisotropie de la vitesse de la lumière dans le cadre de la relativité restreinte.

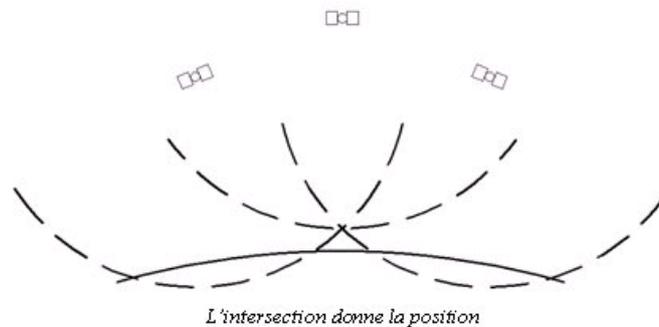
### 1.2.2 La navigation

La métrologie du temps est aussi à la base des applications de positionnement et de navigation. Cette discipline consiste à diffuser des signaux depuis une constellation de

satellites et à mesurer ensuite le retard de propagation entre un récepteur et le véhicule spatial ayant émis le signal dont la position est connue. Les retards de propagation sont ensuite convertis en mesure de distance en les multipliant par la vitesse de propagation de la lumière. La position du récepteur est ensuite calculée à partir de ces mesures par une méthode de triangulation (Figure 1.3).

### o Mesure de position

La mesure de position d'un utilisateur repose sur la détermination des pseudo-distances  $\rho_i$  le séparant des satellites  $i$  d'une constellation. Pour mesurer le temps de propagation du signal micro-onde, le récepteur compare la date d'émission  $t_e$  et la date de réception  $t_r$  du signal émis par le satellite.



**Figure 1.3 :** Positionnement à partir de trois satellites

L'utilisateur peut déterminer sa position par rapport au satellite  $i$  en connaissant les coordonnées dans le référentiel géocentrique de celui-ci  $(X_i, Y_i, Z_i)$  et l'instant d'émission  $t_{ei}$  du signal. Le message que le satellite envoie à l'utilisateur contient ces deux informations ainsi que des données correctives  $\varepsilon_i$  émanant d'effets relativistes ou atmosphériques.

Toutefois, il n'est possible de se positionner correctement que si l'écart entre les bases de temps de l'utilisateur et de la constellation de satellites ( $\Delta T$ ) est connu. La détermination de la position du récepteur nécessite donc l'observation simultanée de quatre satellites : trois satellites pour trianguler la position du récepteur  $(X, Y, Z)$  en réalisant des mesures de pseudo-distances et un dernier pour la synchronisation de l'horloge du récepteur avec l'échelle de temps du système satellitaire ( $\Delta T$ ). Ainsi, la pseudo-distance de l'utilisateur de coordonnées  $(X, Y, Z)$  au satellite  $i$  s'écrit :

$$\rho_i = \sqrt{(X - X_i)^2 + (Y - Y_i)^2 + (Z - Z_i)^2} - c \cdot \Delta T \quad (1.3)$$

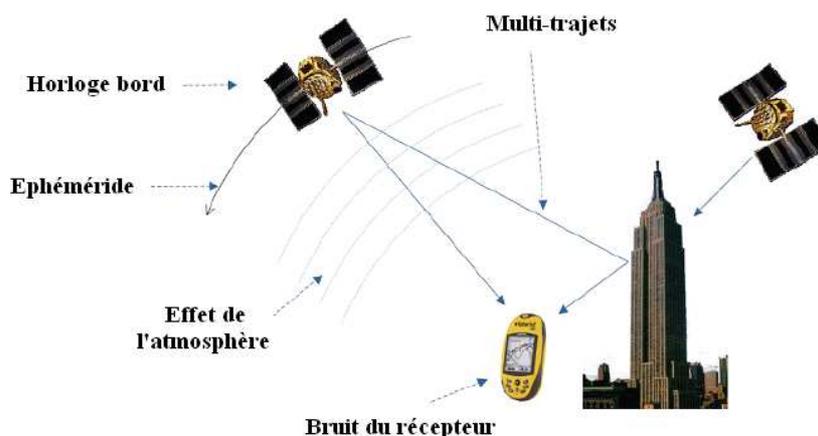
- $\mathbf{X_i, Y_i, Z_i}$  : Coordonnées connues des satellites
- $\mathbf{\rho_i}$  : Mesures des pseudo-distances
- $\mathbf{X, Y, Z}$  : Inconnues de position
- $\mathbf{\Delta T}$  : Inconnue temporelle

Ce système d'équations non linéaires peut être résolu par des techniques itératives basées sur des linéarisations ou par filtrage de Kalman. Il est toujours utile d'acquérir des signaux provenant de plus de quatre satellites afin d'avoir plus d'équations que d'inconnues. En appliquant alors la méthode des moindres carrés associée à un filtre de Kalman, on peut améliorer la précision du positionnement par rapport au cas où seuls quatre satellites sont en visibilité.

### ○ Sources d'incertitudes

La mesure de position peut être dégradée par différentes sources de bruits ou biais qui perturbent la propagation du signal ou son traitement. La Figure 1.4 illustre les différentes sources d'erreurs liées à cette mesure [22] :

- Le défaut de synchronisation des horloges embarquées
- L'erreur d'éphéméride permettant de calculer la position des satellites
- Les effets atmosphériques
- Le nombre de satellites en vue directe
- Les trajets multiples du signal électromagnétique
- Le bruit du récepteur lui-même



**Figure 1.4 :** Les principales sources d'erreur d'une mesure de positionnement par satellites [23]

### ○ Les systèmes GNSS (Global Navigation Satellites System)

Chaque système de navigation [24] est composé de trois segments principaux : le segment spatial, le segment sol et le segment utilisateur.

Le segment spatial est composé de différents satellites qui fournissent des signaux de navigation. Le segment sol, aussi appelé segment de contrôle, a pour vocation de piloter et de surveiller le système. Son rôle est de calculer l'orbite exacte des satellites, de vérifier leur santé, de leur transmettre régulièrement des corrections (éphémérides, synchronisation de leur horloge au temps UTC) et éventuellement de les repositionner. Ceci augmente la fiabilité du système de navigation en permettant à tout moment de vérifier que les informations générées par chacun des satellites sont correctes. Le

segment utilisateur regroupe l'ensemble des utilisateurs civils et militaires qui ne font que recevoir les informations des satellites. La plupart des systèmes de navigation requiert des récepteurs passifs. Leur mission est d'obtenir le signal des satellites, de le démoduler, d'extraire l'information de corrections des éphémérides des satellites, d'effectuer le calcul de positionnement et de présenter l'information à l'utilisateur [25].

Il existe actuellement plusieurs constellations de satellites GNSS (Global Navigation Satellites System) qui sont opérationnelles ou en cours de développement [24].

### a. Le système GPS (Global Positioning System)

Le GPS [26] est actuellement très utilisé dans la vie quotidienne sûrement parce qu'il a été le premier système de localisation mondial par satellite mis en place par les Etats-Unis. Le premier satellite a été lancé en 1978 et le système est devenu réellement opérationnel avec 24 satellites en 1995. Il permet à tout utilisateur de déterminer sa position à une dizaine de mètres près. Son utilisation était initialement prévue pour des activités militaires mais l'essor des applications civiles malgré la détérioration volontaire du signal par les militaires conduisit le gouvernement à supprimer la dégradation subie par les utilisateurs civils. La constellation GPS comporte 32 satellites en rotation circulaire autour de la Terre à environ 20 200 km d'altitude. Les satellites sont répartis sur 6 plans d'orbite différents inclinés à  $55^\circ$  par rapport à l'équateur et espacés de  $60^\circ$  entre eux. La période de révolution orbitale est de 12 heures sidérales (orbites quasi-synchrones) soit 11 heures 58 minutes. La constellation est conçue de telle manière que partout sur la Terre et pendant 99,9% du temps, 4 satellites au minimum soient visibles au dessus de  $5^\circ$  d'élévation. Chaque satellite embarque des horloges atomiques césium et rubidium pour assurer la stabilité et l'exactitude de la fréquence du signal.

Le segment de contrôle est composé principalement de 5 stations réparties autour de la planète et de 3 antennes sol. La station maîtresse est basée à Colorado Springs dans la base de Cheyenne Mountain.

#### - Les signaux GPS

Initialement, les satellites émettaient deux ondes radiofréquences délivrées par des horloges atomiques de haute précision en bande L [1-2 GHz] :  $L_1=1,575$  GHz et  $L_2=1,227$  GHz.  $L_1$  est modulée par un code C/A (Coarse Acquisition) d'une période une milliseconde et un code P (Precis) d'une période d'une semaine, alors que  $L_2$  n'est modulée que par un code P. Depuis 2005, les signaux de la constellation ont évolué avec l'ajout de la fréquence  $L_2C$  et des fréquences dédiées aux applications militaires  $L_1M$  et  $L_2M$ . Depuis 2010, un nouveau signal  $L_5$  a été ajouté aux signaux de la constellation. Il est émis à 1,176 GHz et a été spécialement conçu pour répondre aux besoins de l'aviation civile et aux applications de "safety of life" [27] (Cf. Annexe A).

### **b. Le système GLONASS (GLObal NAVigation Satellite System)**

Le système de positionnement russe, GLONASS, est né dans les années 1980 années durant la guerre froide. Ce système nécessite 24 satellites évoluant sur 3 plans orbitaux à une altitude de 19 100 kilomètres. Le segment sol est composé de 5 stations dont la principale se trouve à Krasnoznamensk dans la région de Moscou.

En 1995, la totalité de la constellation de satellites était en orbite. Mais depuis la chute de l'Union Soviétique, les crédits alloués au système GLONASS n'ont cessé de diminuer et en octobre 2000, seuls sept satellites étaient en état de fonctionner. Devant l'urgence de la situation, les autorités russes ont lancé le démarrage de deux nouvelles générations de satellites à durée de vie augmentée (7 à 8 ans). Actuellement, il ne manque plus que trois satellites pour que la constellation soit à nouveau opérationnelle. Les signaux GLONASS ont la particularité d'utiliser un multiplexage en fréquence (FDMA). Chaque satellite transmet le même signal à sa propre fréquence ce qui complique le traitement des données [24].

### **c. Le système Galileo**

Galileo représente l'initiative européenne en matière de système mondial de navigation par satellite sous contrôle civil. Le segment spatial sera composé de 30 satellites (27 opérationnels et 3 en réserve). Ils seront répartis sur trois orbites circulaires à une altitude d'environ 23 200 km avec un angle d'inclinaison des plans orbitaux de 56°. Le segment de contrôle sera composé de deux centres principaux et de plusieurs stations de contrôle.

Les deux satellites d'évaluation, Giove-A et Giove-B, destinés à effectuer les premiers essais en vol, ont été lancés en 2005 et 2008. Les deux premiers satellites de la constellation ont été lancés en octobre 2011 suivis de deux autres au début de l'année 2012 [28].

Les trois systèmes de navigation qui viennent d'être présentés, GPS, GLONASS et Galileo tendent à devenir interopérables. Un utilisateur pourra déterminer sa position avec le même récepteur à partir de n'importe quelle combinaison de satellites appartenant à l'une ou l'autre des constellations et ainsi augmenter la précision de sa position par rapport à l'usage d'une seule constellation.

### **d. Le système Beidou/Compass**

À la différence des systèmes qui viennent d'être décrits, les 4 satellites de la constellation du système de navigation chinois, Beidou, sont placés sur orbite géosynchrone inclinée. Cette technique ne nécessite pas un grand nombre de satellites mais ne permet de couvrir qu'une région géographique limitée. Ce système de navigation requiert des récepteurs actifs contrairement aux autres systèmes actuellement existants. Une station de contrôle envoie un signal aux satellites de la constellation qui

le réémettent aux utilisateurs. Lorsque l'utilisateur reçoit le signal d'un satellite, il transmet à son tour une information à deux satellites. Une station de contrôle reçoit les signaux envoyés par l'utilisateur au travers des deux satellites et calcule la position 2D de l'utilisateur basée sur la différence de temps entre les deux signaux. Cette position est ensuite comparée avec une carte territoriale numérique pour obtenir les données de position 3D, qui sont alors renvoyées à l'utilisateur via les satellites [29].

La Chine développe actuellement un nouveau système de navigation : Compass qui n'est pas l'extension du système Beidou mais un nouveau système de navigation similaire aux principes du GPS. Il sera composé de 30 satellites en orbite à moyenne altitude et de 5 satellites géostationnaires. Deux satellites ont déjà été lancés en 2007 et un troisième a été mis en orbite en 2010 [30].

#### **e. Le système IRNSS (Indian Regional Navigation Satellites System)**

Le système IRNSS est un projet de système de navigation autonome déployé au dessus du territoire indien. Il comportera 7 satellites dont le premier doit être lancé en 2012. La constellation devrait être opérationnelle en 2014 ou 2015 [31].

#### **f. Le système QZSS (Quasi-Zenith Satellite System)**

Le système QZSS est un système complémentaire à GPS composés de trois satellites régionaux, couplés à un système SBAS, qui évolueront au dessus du Japon. Le premier satellite a été lancé en 2010 et le système doit être opéré à partir de 2013 [32].

### **o Les systèmes issus des GNSS**

#### **a. Le système SBAS (Satellites-Based Augmentation System)**

Des systèmes d'amélioration de la mesure de position ont été développés comme WAAS (Wide Area Augmentation System) en Amérique du Nord, MSAS (MT SAT Augmentation System) au Japon ou EGNOS (European Geostationary Overlay System) en Europe.

Le système EGNOS, développé par l'ESA est un réseau de quarante stations sol RIMS (Ranging and Integrity Monitoring Station) réparties dans toute l'Europe qui observent des satellites GPS et GLONASS. Les signaux collectés sont analysés par des centres de mission : ils calculent les orbites des satellites, les décalages d'horloges, les paramètres de correction ionosphériques, vérifient la cohérence des données et calculent leurs critères de qualité. Ce traitement permet de générer un message d'intégrité ainsi que des corrections qui seront diffusées en Europe grâce à trois satellites géostationnaires. Les récepteurs recevant ces signaux les appliquent comme corrections à leurs propres mesures en utilisant une méthode dite "différentielle" (Figure 1.5) : Si deux récepteurs sont proches géographiquement, ils subissent les mêmes erreurs. Connaissant la

localisation exacte des stations RIMS, il est possible de déterminer le décalage en  $x$ ,  $y$  et  $z$  d'une mesure. Cette erreur à un moment  $t$  étant connue, on peut appliquer ces corrections à un récepteur mobile sur le terrain à ce même instant.

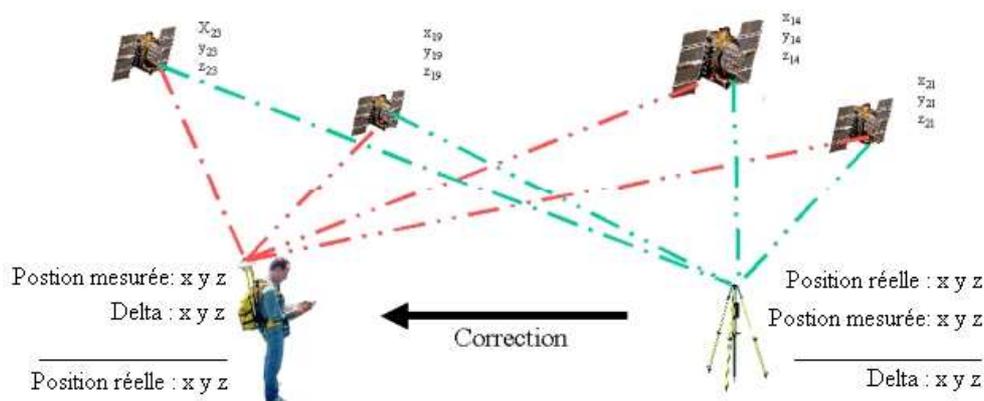


Figure 1.5 : Système de correction par méthode différentielle [33]

## b. Les produits de l'IGS (International GNSS Service)

Depuis 1994, l'IGS est un service scientifique de l'Association Internationale de Géodésie (AIG) qui a pour mission de mettre à disposition des données et des produits de la plus grande précision pour des usages multidisciplinaires dans le cadre de l'utilisation des systèmes GNSS. Il s'appuie sur un réseau de plus de 200 stations volontaires équipées de récepteurs bifréquences et réparties partout dans le monde [34]. Les données précises d'horloges bord et station ainsi que les éphémérides satellite fournies par l'IGS sont actuellement disponibles en trois types de produits différents<sup>5</sup> :

- Produit rapide, délai d'environ 17 heures (igr)
- Produit final, délai de 12 jours (igs)
- Produit ultra rapide, généré deux fois par jour (à 3 h et à 15 h, UTC) et contenant 48 heures d'information (igu)

L'erreur typique des orbites fournies par les produits finaux de l'IGS est de l'ordre de 3 à 5 cm alors qu'elle est de 260 cm pour l'orbite radiodiffusée. De la même manière, l'erreur de la correction d'horloge satellite calculée par l'IGS est de l'ordre de 0,1 ns (3 cm) contre environ 7 ns (210 cm) pour la correction d'horloge satellite diffusée.

### 1.2.3 La géodésie

La géodésie, science initialement destinée à fournir le réseau de base pour le tracé des cartes, est l'étude des dimensions et de la forme de la Terre ainsi que de son champ de pesanteur. Sa vocation principale est de définir des systèmes de référence terrestres auxquels tout utilisateur peut accéder par l'intermédiaire de réseaux. L'adoption et la réalisation de tels systèmes de référence constituent un indispensable outil de

<sup>5</sup> <http://igs.cb.jpl.nasa.gov/>

normalisation pour l'information géographique et pour le positionnement en général. Depuis ces dernières années, les réseaux géodésiques sont essentiellement basés sur les systèmes de positionnement satellitaires.

La géodésie bénéficie aussi d'autres techniques dont les performances dépendent de la métrologie du temps comme le système DORIS ou le VLBI. DORIS (Détermination d'Orbite et Radio-positionnement Intégrés par Satellites) est un système d'orbitographie de satellites bas (800 à 1400 km) développé par le CNES et l'IGN. Les mesures VLBI trouvent quand à elles des applications dans l'étude de la rotation de la Terre et dans la génération des systèmes de référence céleste et terrestre [35].

### 1.2.4 La métrologie

#### ○ La seconde au sein du SI

Parmi les sept unités du Système International, la seconde est l'unité qui est réalisée avec la meilleure exactitude (incertitude relative inférieure à  $10^{-15}$ ). Une démarche logique consiste donc à essayer de raccorder, à l'aide des lois de la physique et des constantes fondamentales, les diverses unités à la seconde afin de bénéficier de cette très bonne réalisation. C'est actuellement le cas pour la définition de l'unité de longueur, le mètre qui est défini à partir de l'unité de temps, comme étant la distance parcourue par la lumière dans le vide en  $1/299\,792\,458$  seconde.

#### ○ Construction d'échelles de temps

De nombreuses applications scientifiques mais également de la vie quotidienne nécessitent des échelles de temps dont les propriétés métrologiques sont indispensables. La donnée principale des échelles de temps est l'unité de durée qui provient d'un intervalle de temps défini actuellement à partir de la transition entre deux niveaux hyperfins de l'atome de césium. L'échelle de temps est alors construite en fixant une origine conventionnelle et en accumulant les unités de durée sans interruption.

On distingue deux types d'échelles de temps : les échelles de temps intégrées et les échelles de temps dynamiques :

- Dans le passé, les différentes échelles de temps étaient dynamiques. L'unité associée était utilisée pour définir la seconde du Système International des unités (SI). L'évolution de sa définition a toujours été motivée par le désir d'améliorer son exactitude et sa stabilité. Pour ces échelles de temps, la donnée principale provient de l'observation d'un système physique, décrit par un modèle mathématique dans lequel le temps est un paramètre qui identifie de manière non ambiguë les configurations du système. La mesure du temps devient alors une mesure de position. Le temps universel (UT) ou le temps des éphémérides (ET) sont des échelles de temps dynamiques basées respectivement sur la rotation de la Terre sur son axe et autour du soleil (*Cf. section 1.1.1*).

- L'échelle de temps de référence mondiale actuelle, le Temps Atomique International, est une échelle de temps intégrée; elle est obtenue par accumulation de secondes atomiques définies comme le nombre de période de la radiation correspondant à une transition donnée de l'atome de césium. La comparaison régulière d'horloges réparties à travers le monde permet son établissement ainsi que celui du Temps Universel Coordonné (UTC) qui est la base du temps légal dans tous les pays (*Cf. section 1.1.1*).

### 1.3 Génération d'une échelle de temps

Une échelle de temps doit permettre l'accès à la mesure du temps en se rapprochant le plus possible de la mesure idéale. Pour ce faire, elle doit répondre aux propriétés suivantes :

#### 1.3.1 Propriétés d'une échelle de temps [36]

- **Pérennité**

Il est indispensable que le mécanisme qui définit l'échelle de temps ne risque pas de s'interrompre. La génération d'une échelle de temps atomique fiable à partir d'une unique horloge serait donc impossible car la moindre défaillance provoquerait une interruption de celle-ci. La notion de pérennité est ainsi liée à celle de redondance. Pour assurer la pérennité d'une échelle de temps, il est donc indispensable de détenir plusieurs horloges et de calculer un temps d'ensemble.

- **Accessibilité**

Une échelle de temps doit être accessible à tous les utilisateurs, afin de servir de référence permettant de dater des événements et d'être ainsi en mesure de les comparer. Le délai d'accès d'une échelle de temps est lié à la qualité de ses données temporelles et du but qu'elle est supposée accomplir.

Les données temporelles brutes sont acquises en fonction d'un cycle de mesures dont la durée peut varier de quelques minutes à quelques heures et qui est affecté d'un bruit de mesure. En fonction du niveau de bruit, il peut être nécessaire de lisser les mesures brutes par une accumulation de données provenant de plusieurs mesures successives. Cela retarde l'accès de l'échelle de temps résultante. Pour le TAI, un délai de parution mensuel permet d'atteindre une extrême fiabilité et une stabilité long-terme. Pour des études scientifiques, il est parfois nécessaire de produire une échelle de temps en quasi-temps réel comme c'est le cas pour les UTC(k), réalisation locale d'UTC dans le laboratoire k.

### ○ Stabilité

La stabilité d'une échelle de temps est sa capacité à maintenir un intervalle d'échelle constant même s'il diffère de l'intervalle de temps idéal (la seconde SI). La stabilité d'une échelle de temps est supérieure à celle de chaque contribution d'horloge à partir d'une certaine durée d'intégration. Une mesure de la stabilité consiste donc à estimer la dispersion des valeurs de fréquences  $y(t)$  dans le temps. Des outils statistiques, comme la variance d'Allan qui dépend de la durée de l'observation et de l'échantillon de temps  $t$ , ont été développés pour estimer cette propriété (Cf. *Annexe B*). Ils sont efficaces pour la caractérisation des types de bruits aléatoires usuels qui affectent les signaux d'horloges. La stabilité d'une échelle de temps dépend de celle de chacune des horloges la constituant et de l'algorithme utilisé pour la générer. Celui-ci doit en particulier correctement gérer les changements de comportement des horloges qui peuvent survenir.

### ○ Exactitude

L'exactitude est le degré de conformité d'une valeur, mesurée ou calculée, à la définition de la grandeur physique qu'elle représente. L'exactitude d'une échelle de temps est sa capacité à maintenir un intervalle de temps unitaire aussi proche que possible de la définition de la seconde SI. L'amélioration de l'exactitude d'une échelle de temps est généralement réalisée en pilotant sa fréquence avec celle d'un étalon primaire ou d'une référence de temps plus stable. Pour que cela soit efficace les corrections de fréquence doivent être plus petites que la fluctuation de fréquence de l'échelle de temps afin d'éviter la dégradation de sa stabilité.

## 1.3.2 Calcul du TAI et d'UTC

Les considérations suivantes sont empruntées à la référence [37]. Les laboratoires de temps réalisent une échelle de temps locale stable en utilisant une ou un ensemble d'horloges atomiques. Les données fournies par les horloges du monde entier sont combinées par le département Temps du BIPM. Il utilise un algorithme (ALGOS) qui permet de générer mensuellement le Temps Universel Coordonné (UTC) à partir du Temps Atomique International (TAI). Ce logiciel a été défini afin d'optimiser la stabilité et l'exactitude et d'augmenter la fiabilité des échelles de temps de référence. Le calcul de celles-ci est réalisé en trois étapes :

#### - Calcul d'EAL (Echelle Atomique Libre) :

Un algorithme de stabilité produit une Echelle Atomique Libre dont la stabilité est optimale pour la durée d'échantillonnage considérée. Cette échelle de temps libre est la moyenne pondérée d'environ 350 horloges réparties partout dans le monde. La procédure d'attribution de poids d'une horloge a été définie pour optimiser la stabilité

long-terme de l'échelle de temps qui est en moyenne de  $4.10^{-16}$  pour un mois. Les dérives long-terme limitent sa stabilité autour de  $2.10^{-15}$  pour une durée de six mois [6].

- Pilotage en fréquence :

Un asservissement à long terme fondé sur la fréquence des étalons primaires est appliqué à l'échelle libre afin d'établir le Temps Atomique International. Cette correction est destinée à assurer l'exactitude en fréquence de TAI et de maintenir une concordance entre la définition de la seconde SI et l'échelle de temps résultante.

- Ajout de secondes intercalaires :

Les secondes intercalaires sont ajoutées à TAI afin de maintenir un accord avec le temps dérivé de la rotation de la Terre. L'échelle de temps résultant de cette correction est le Temps Universel Coordonné.

UTC nécessite une excellente exactitude et stabilité long-terme. Cette échelle de temps de référence internationale dépend d'un large nombre d'horloges atomiques de différents types, localisées partout sur Terre et devant être comparées de manière très précises. Chaque mois, le BIPM diffuse en temps différé au travers de la Circulaire T, la différence entre UTC et des approximations locales, UTC(k) réalisées par les laboratoires k.

L'algorithme ALGOS définissant EAL a été développé en 1970 [37] à partir de l'équation suivante :

$$EAL(t) = \sum_{i=1}^N w_i [h_i(t) + h'_i(t)] \quad (1.4)$$

- **N** : Nombre d'horloges participantes pendant l'intervalle de calcul (un mois)
- **$h_i(t)$**  : Lecture de l'horloge à l'instant  $t$
- **$h'_i(t)$**  : Prédiction de l'erreur d'horloge  $H_i$
- **$w_i$**  : Poids relatif de l'horloge  $H_i$

Le poids attribué aux horloges reflète leur stabilité long-terme. L'objectif est de maintenir une moyenne pondérée qui soit plus stable sur le long terme que chaque élément contribuant au calcul de l'échelle de temps. Le poids des horloges obéit à la relation suivante :

$$\sum_{i=1}^N w_i = 1 \quad (1.5)$$

En soustrayant la même quantité à chaque composante de l'équation (1.4) :

$$EAL(t) - \sum_{i=1}^N w_i h_i(t) = \sum_{i=1}^N w_i [h_i(t) + h'_i(t)] - \sum_{i=1}^N w_i h_i(t) \quad (1.6)$$

En utilisant l'équation (1.6) et en réarrangeant :

$$\sum_{i=1}^N w_i (EAL(t) - h_i(t)) = \sum_{i=1}^N w_i h'_i(t) \quad (1.7)$$

En posant :

$$x_i = EAL(t) - h_i(t) \quad (1.8)$$

L'équation (1.7) devient alors :

$$\sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = \sum_{i=1}^N w_i h'_i(t) \quad (1.9)$$

Les données utilisées par ALGOS prennent alors la forme de différence de temps entre les lectures d'horloges :

$$x_{i,j}(t) = h_j(t) - h_i(t) \quad (1.10)$$

L'équation (1.9) en accord avec  $N-1$  équations définies par l'équation (1.10) résulte d'un système de  $N$  équations à  $N$  inconnues.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = \sum_{i=1}^N w_i h'_i(t) \\ x_{i,j}(t) = x_i(t) - x_j(t) \end{array} \right. \quad (1.11)$$

$$(1.12)$$

Dont la solution est :

$$x_j(t) = EAL(t) - h_j = \sum_{i=1}^N w_i [h'_i(t) - x_{ij}(t)] \quad (1.13)$$

La différence (1.13) entre chaque horloge  $h_j$  et  $EAL$  dépend du poids de l'horloge, de la prédiction de fréquence et de la différence entre les horloges mesurées. L'horloge  $h_j$  peut représenter une échelle de temps  $UTC(j)$  ;  $x_j(t)$  peut alors être interprétée comme :

$$x_j(t) = EAL(t) - UTC(j) \quad (1.14)$$

Où le temps à l'instant  $t$  a été supprimé pour simplifier la notation.

La prédiction de la fréquence et le poids sont fixés par approximation par des algorithmes basés sur le comportement de l'horloge dans le passé et dans l'équation (1.13) où ils peuvent être considérés comme des paramètres déterministes variant dans

le temps. A partir de l'équation (1.14) et en suivant les étapes décrite précédemment les différences  $[TAI - UTC(j)]$  et finalement  $[UTC - UTC(j)]$  peuvent être définis.

Les quantités  $x_{ij}(t)$ , différence de lecture d'horloges, sont indispensables à la génération d'échelle de temps. Elles sont obtenues par des méthodes de transfert de temps réalisées entre horloges localisées au même endroit ou sur des sites différents. Le laboratoire de métrologie allemand, PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt), est actuellement le point de référence international pour ces comparaisons.

## 1.4 Moyens de comparaison d'horloges distantes

La différence de lectures d'horloges localisées dans différents laboratoires requiert des méthodes de comparaisons à distance. L'une des propriétés primordiales de ces méthodes de transfert de temps ou de fréquence est de ne pas dégrader la stabilité du signal de la fréquence d'horloge. La section suivante présente les différentes méthodes de transfert de temps qui sont utilisés actuellement :

### 1.4.1 Les comparaisons par satellites

#### ○ Utilisation de satellites de navigation

La méthode la plus classique pour comparer des horloges distantes consiste à employer des satellites de navigation comme ceux du système GPS ou GLONASS. Cette méthode consiste à utiliser un signal radiodiffusé par les satellites qui contiennent des informations de temps et de position. Le signal est émis par le satellite et reçu par un récepteur développé et commercialisé spécifiquement pour cette application. Dans le cas de l'utilisation des satellites de navigation pour les comparaisons d'horloges distantes, le signal utilisateur est descendant. Le système de navigation, généralement GPS ou GLONASS, sont donc appelés des systèmes de transfert une voie bifréquence. Il existe actuellement deux techniques de comparaison d'horloges distantes utilisant des signaux de navigation : la méthode dite "vues communes" et la méthode "all-in-view" [38].

#### - Méthode vues communes

La méthode de vues communes proposées par Allan et Weiss dans les années 80 [39] dépend de la réception simultanée d'un même signal de navigation par plusieurs récepteurs (Figure 1.6). Les stations A et B mesurent respectivement les écarts de temps suivants :

$$x_A(t) = \text{Horloge } A(t) - \text{Horloge}(SV_i(t)) \quad (1.15)$$

$$x_B(t) = \text{Horloge } B(t) - \text{Horloge } (SV_i(t)) \quad (1.16)$$

Où  $SV_i(t)$  sont les satellites vus communément par la station A et la station B.

Les temps d'arrivée des signaux sont datés grâce à l'horloge de la station réceptrice. Les temps d'émission de ces signaux par les satellites sont datés dans l'échelle de temps de leur constellation. En faisant une simple différence des observations effectuées simultanément dans les stations A et B, le temps propre à chaque satellite est éliminé et il est ainsi possible d'obtenir la différence de lecture d'horloges (1.17) :

$$x_A(t) - x_B(t) = \text{Horloge } A(t) - \text{Horloge } B(t) \quad (1.17)$$

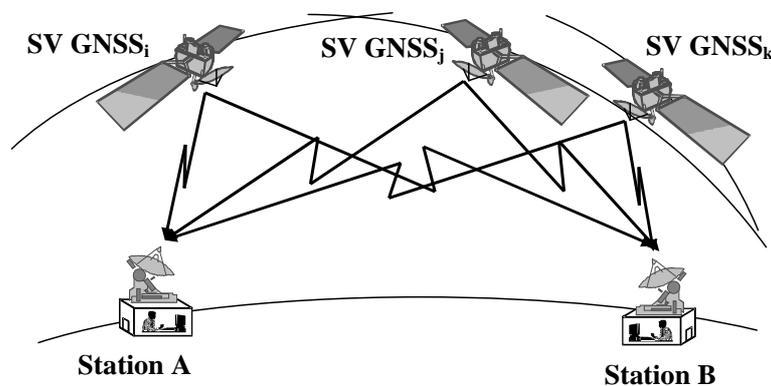


Figure 1.6 : Transfert de temps par la méthode en vues communes [40]

### - Méthode "All-in-view"

Pendant de nombreuses années, les comparaisons en vues communes étaient réalisées avec des récepteurs monofréquence monocanal (L1 Code C/A). Les laboratoires suivaient alors un programme de poursuite de satellites GPS établi par le BIPM pour différentes zones géographiques. Aujourd'hui, la plupart des récepteurs sont multifréquence multicanaux, ils observent donc tous les satellites GPS situés au dessus de l'horizon pour plusieurs fréquences. Cette technique est aujourd'hui utilisable parce que la différence entre le temps propre de chaque satellite et le temps de la constellation est bien connue grâce à l'IGS. Il est donc possible de calculer par moyenne directe :

$$x_A(t) = \text{Horloge } A(t) - \text{Temps constellation } (t) \quad (1.18)$$

$$x_B(t) = \text{Horloge } B(t) - \text{Temps constellation } (t) \quad (1.19)$$

Ces observations fournissent des résultats proches de la technique des vues communes. Elle a tout de même un intérêt supplémentaire en permettant de comparer des stations très éloignées sans utiliser de stations intermédiaires. De plus, l'observation de plusieurs satellites simultanément permet de moyennner les résultats obtenus et donc de réduire le bruit associé.

Avec le développement des récepteurs multicanaux est apparue l'émergence de nouvelles méthodes de traitement de données capables de réduire le niveau de bruit des acquisitions. La plupart des récepteurs actuels permettent de recevoir plusieurs fréquences (L1, L2 pour le GPS). Il est donc possible de s'affranchir de l'effet perturbateur de l'ionosphère en calculant la combinaison linéaire des codes P (GPS P3) des deux fréquences L1 et L2 [41] :

$$P3 = \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} P1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} P2 \quad (1.20)$$

Les méthodes qui viennent d'être présentées utilisent uniquement des mesures de code qui fournissent une estimation bruitée mais non ambiguë de la différence d'horloges. Grâce à l'acquisition du code et de la phase de plusieurs satellites en visibilité, il est désormais possible de calculer la position d'une station de manière très précise en utilisant les éphémérides et les valeurs d'horloges précises générées par l'IGS. On obtient ainsi une estimation de l'horloge de la station par rapport au temps de référence utilisé pour la constellation. Cette technique est appelée "méthode PPP" (Precise Point Positioning) [42].

Il est également possible de réaliser des mesures uniquement à partir de la phase du signal qui seront beaucoup moins bruitées mais ambiguës. Cette ambiguïté peut être levée en calant les mesures de phase sur le code mais entraîne généralement des discontinuités entre deux arcs de mesures successifs. Des travaux ont récemment démontré qu'il était possible de lever totalement cette ambiguïté et d'obtenir ainsi des mesures sans sauts de phase [43].

#### ○ **Utilisation des satellites de télécommunication**

La méthode de transfert de temps "2 voies" (dite TWSTFT pour Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer) compare des horloges distantes en utilisant un satellite de télécommunication géostationnaire comme relais micro-onde. Cette technique permet de comparer les horloges de stations distantes qui doivent fonctionner en duo. Les observations TWSTFT entre les deux laboratoires sont planifiées afin que leurs horloges soient comparées simultanément à l'aide du transpondeur satellitaire. Cette méthode, par rapport à la technique une voie, à l'avantage de réduire la plupart des sources d'erreurs systématiques comme les délais ionosphériques, troposphériques, la précision requise pour le mouvement du satellite ainsi que le retard des équipements sol. Les mesures effectuées sont corrigées de ces biais afin que la différence de temps entre les deux horloges soit donc calculée directement [44].

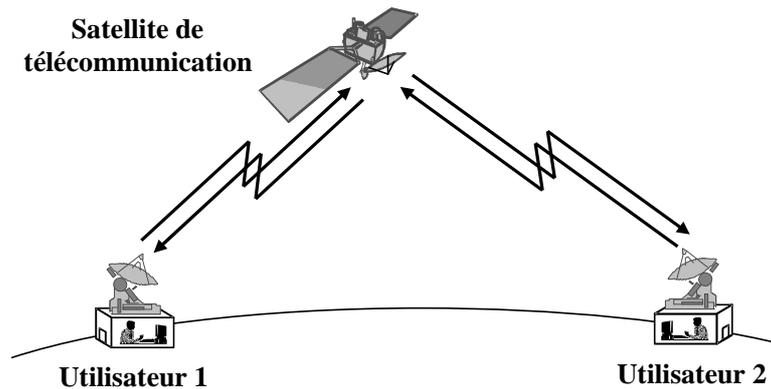


Figure 1.7 : Transfert de temps par la méthode TWTFST [40]

Cette méthode est devenue opérationnelle entre plusieurs laboratoires de temps américains (USNO, NIST), européens (PTB, OP, NPL, INRiM,...) et asiatiques (NICT, NMIJ, NTSC...) et permet d'effectuer des rattachements horaires de manière opérationnelle. L'inconvénient de cette technique est qu'elle est très coûteuse. En effet, l'utilisation d'un satellite de télécommunication nécessite la location du transpondeur auprès d'un opérateur.

#### ○ Utilisation d'un lien laser

Le système T2L2 (Transfert de Temps par Lien Laser) est une méthode optique reposant sur l'envoi d'impulsions laser véhiculant une information temporelle. Ce projet a été développé sous la maîtrise d'œuvre du CNES en partenariat avec l'OCA. Des stations sol émettent des impulsions laser de quelques dizaines de picosecondes en direction du satellite Jason 2 où se trouve l'instrument T2L2. Le signal émis est alors daté dans le temps local de la station. A bord du satellite, l'instrument, constitué d'un détecteur et d'un système de datation relié à l'horloge bord, enregistre la date d'arrivée des photons dans le temps bord. Le système de rétro-réflexion renvoie ensuite une partie des photons vers la station qui enregistre alors leur date de retour dans son temps local. Connaissant les dates de départ et de retour ainsi que la date d'arrivée à bord du satellite il est donc possible de calculer le décalage entre l'horloge du satellite et celle de la station au sol. A partir de plusieurs transferts de temps sol/espace élémentaires, un utilisateur peut comparer les horloges sol entre elles en utilisant l'horloge bord du satellite comme point pivot [45].

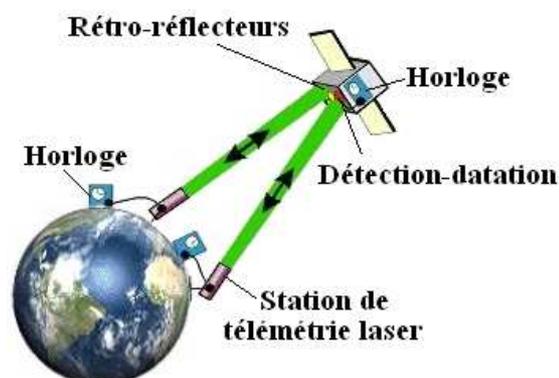


Figure 1.8 : Transfert de temps par lien optique [46]

Une méthode basée sur le même principe, ELT (European Laser Timing) est actuellement en cours de développement dans le cadre de la mission ACES. Cet instrument doit être placé sur la Station Spatiale Internationale (ISS) en 2014. Le matériel bord sera constitué d'un rétro-rélecteur, d'un récepteur optique et d'un compteur d'événement connecté à l'échelle de temps ACES [47].

L'utilisation d'une porteuse optique modulée en impulsion, à la place de porteuses radiofréquences, permet de disposer d'une bande passante plus large tout en s'affranchissant d'un certain nombre d'effets liés à la propagation du signal tels les délais ionosphériques ou l'effet Doppler. Cependant, d'un point de vue opérationnel et performances, l'inconvénient majeur de cette technique, est sa forte dépendance aux conditions météorologiques.

#### ○ Utilisation du Lien Micro-onde de la mission ACES

La mission ACES, va permettre d'effectuer les premières mesures de transfert de temps en utilisant une méthode deux voies, trois fréquences, le Lien Micro-onde MWL (Micro-Wave Link) [48]. Cette mission vise à installer deux horloges ultra-stables à bord de la Station Spatiale Internationale dont l'une d'elles sera une horloge à atomes froids, PHARAO. Elle permettra de combiner d'excellentes performances de stabilité sur le long terme avec les caractéristiques à court terme d'un maser à hydrogène, le SHM (Space Hydrogen Maser).

Contrairement aux techniques faisant intervenir des satellites de navigation, cette méthode de comparaison utilise des signaux ascendants et descendants entre la station spatiale et les stations terrestres afin d'annuler l'effet Doppler du premier ordre ainsi que le délai troposphérique. Pour éviter des effets d'interférence, les signaux montants et descendants possèdent des fréquences différentes.

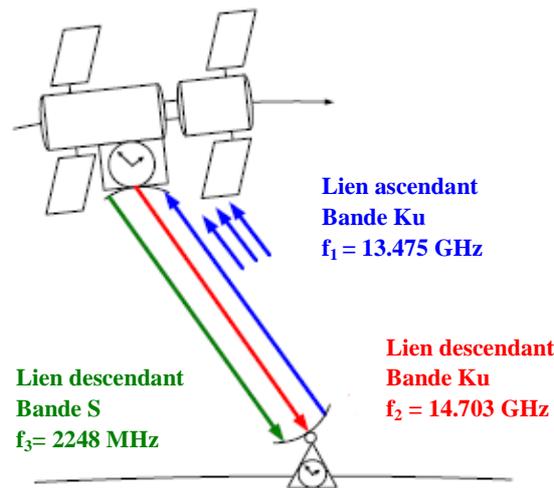


Figure 1.9 : Transfert de temps avec la méthode MWL [48]

### 1.4.2 Les comparaisons sol

Ces dernières années, il a été démontré qu'il est possible de réaliser des mesures de transfert de fréquence en utilisant des fibres optiques déjà mises en place pour le transfert d'information haut débit pour l'Internet. Les performances de cette méthode pour une distance de plusieurs centaines de kilomètres sont excellentes, alors que les fibres utilisées sont dédiées aux télécommunications et que les mesures sont réalisées en parallèle de flux d'information haut débit. Ces résultats permettent d'envisager sérieusement la mise en place d'un réseau national voir européen basé sur ce principe. Ce type de réseau est déjà en construction dans plusieurs pays comme l'Allemagne, la Suède, la France, la République Tchèque ou l'Australie [49] [50] [51]. La distribution d'une fréquence ultra-stable vers de nombreux laboratoires devrait déboucher vers de multiples applications (mesure de constantes fondamentales, spectroscopie moléculaire et interférométrie atomique).

### 1.4.3 Synthèse des moyens de comparaison

Le Tableau 1.2 présente la stabilité temporelle (à 1000 secondes et 1 jour) des méthodes de transfert de temps qui viennent d'être présentées.

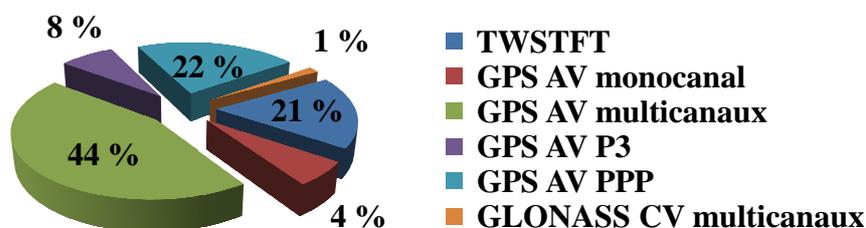
**Tableau 1.2 :** Comparaison des méthodes actuelles de transfert de temps [52] [53] [54] [55] [56]

Méthodes de transfert de temps	Spécifications		Stabilité temporelle opérationnelle	
	@ 1000 s	@ 1 jour	@ 1000 s	@ 1 jour
<i>GPS Code</i>	5 ns	1 ns	2 ns	700 ps
<i>GPS Phase</i>	20 ps	100 ps	13 ps	50 ps
<i>TWSTFT</i>	100 ps	100 ps	400 ps	200 ps
<i>T2L2</i>	1 ps	10 ps	30 ps	9 ps
<i>MWL</i>	230 ps	5,5 ps	-	-
<i>Lien fibré</i>	-	-	9 ps sur 900 km	-

Les méthodes de comparaison par lien laser ou par fibre optique permettent d'obtenir une précision inférieure à quelques centaine de picosecondes contrairement aux systèmes GNSS et au TWSTFT. Cependant, ces deux méthodes ont des inconvénients techniques non négligeables qui ne permettent pas, pour le moment, de les utiliser de manière opérationnelle. Les comparaisons d'horloges participant au calcul du TAI sont donc réalisées pour la plupart par des techniques utilisant la technologie GNSS ou TWSTFT.

#### 1.4.4 Contributions au calcul du TAI

La construction et la diffusion d'échelles de temps de référence comme le TAI et UTC reposent aujourd'hui sur l'utilisation de systèmes satellitaires de navigation et de télécommunications. La technique de comparaison par GNSS, de part sa facilité d'accès, est la plus largement utilisée par les laboratoires Temps/Fréquence. L'évolution des performances des récepteurs et des nouvelles techniques de traitements de données (P3, PPP) ont permis de réduire les erreurs liées à la traversée du signal dans l'atmosphère. L'incertitude statistique des comparaisons d'horloges avec ce moyen a ainsi été réduite à quelques centaines de picosecondes aujourd'hui. Les liens TWSTFT, quant à eux, sont actuellement utilisés de manière préférentielle pour le calcul du TAI en raison de l'exactitude de leur étalonnage. La Figure 1.10 présente la proportion des moyens de comparaison qui sont utilisés typiquement pour le calcul du TAI [57].



**Figure 1.10 :** Moyens de comparaison des liens participant au calcul du TAI en Avril 2010 (AV : All-in-View ; CV : Common View)

L'exactitude d'une mesure de comparaison d'horloge est déterminée à partir de son incertitude combinée, notée  $U$ , qui est la somme quadratique des incertitudes statistiques de type A et systématiques de type B (*Cf. section 4.1*). L'incertitude de type A, notée  $U_A$ , prend en compte les effets aléatoires liés au bruit de mesure ainsi que les effets qui peuvent varier sur une période inférieure à 30 jours. L'incertitude de type B, notée  $U_B$ , est le résultat de l'étalonnage du moyen de comparaison employé. Les campagnes de détermination des biais des systèmes d'acquisition GNSS sont organisées par le BIPM en réalisant un étalonnage différentiel par rapport à leur équipement voyageur [58]. La situation pour les liens TWSTFT est très différente car les laboratoires organisent eux mêmes les étalonnages de leur équipement avec le soutien du BIPM [59]. Le Tableau 1.3 présente les incertitudes typiques des différents moyens de comparaison utilisés pour le calcul du TAI en février 2011 [60].

**Tableau 1.3** : Exactitude des moyens de comparaison participant au calcul du TAI

<b>.Moyens de comparaison</b>	<b><math>U_A</math> [ns]</b>	<b><math>U_B</math> [ns]</b>	<b><math>U</math> [ns]</b>
<i>GPS C/A SC</i>	4,5	5,0	6,7
<i>GPS C/A MC</i>	2,3	5,0	5,5
<i>GPS P3</i>	0,8	5,0	5,1
<i>GPS PPP</i>	0,3	5,0	5,0
<i>GLONASS</i>	1,3	5,0	5,2
<i>TWSTFT</i>	0,6	1,0	1,2

Actuellement, l'incertitude de type B, qui correspond à la mesure de retard des chaînes de réception constituent le poste d'erreur le plus important du bilan d'incertitudes des moyens de comparaisons d'horloges. Si les deux types d'incertitude restent du même ordre de grandeur lors de l'utilisation de liens TWSTFT, l'incertitude liée à l'étalonnage des chaînes de réception est vraiment prépondérante lors de l'emploi de liens utilisant des satellites de navigation. Avec l'avènement de la méthode P3 et PPP qui permettent de faire des raccordements peu bruités, il devient réellement nécessaire de tenter de diminuer l'incertitude liée à cette mesure.

## Conclusion

Ce chapitre démontre la nécessité de disposer à l'échelle mondiale de références de temps de qualité pour des applications aussi variées que la navigation, la physique fondamentale ou les télécommunications. Ce besoin se traduit par la mise en place d'échelles de temps internationales construites à partir d'horloges réparties tout autour du globe et comparées entre elles par des systèmes dédiés. A ce jour, l'amélioration des

échelles de temps passe par une réduction des incertitudes sur l'étalonnage des liens utilisant les techniques de transfert de temps par signaux GNSS.

L'objectif de cette thèse est donc de répondre à ce besoin en mettant en place une nouvelle méthode d'étalonnage des chaînes de réception GNSS. Pour ce faire, les signaux employés lors de la détermination des retards internes des équipements ne sont plus des signaux diffusés par des satellites mais des signaux simulés. Cette technique permet de s'affranchir des bruits liés à la propagation du signal et ainsi de réduire considérablement l'incertitude liée à cette mesure.



## Chapitre 2

### Mesure du retard de chaînes de réception

Afin de pouvoir exploiter les signaux GNSS acquis par une chaîne de réception "temps", constitué d'un récepteur, d'une antenne et d'un câble d'antenne dans le cadre d'activités de transfert de temps, ce système de mesure doit être étalonné. Cette mesure consiste à déterminer le retard électrique accumulé par le signal entre le centre de phase de l'antenne jusqu'à la base de temps interne du récepteur à laquelle sont référencées les acquisitions [58].

Deux techniques d'étalonnage des chaînes de réception GNSS sont actuellement recensées : la technique relative qui utilise des signaux radiodiffusés et la technique en absolu qui nécessite l'emploi de signaux simulés. La technique en relatif, aussi appelée méthode différentielle, consiste à comparer les acquisitions d'une chaîne de réception à étalonner avec celles d'une chaîne de référence qui circule de laboratoire en laboratoire. Le calcul du retard des équipements de l'établissement visité est réalisé par le BIPM (Bureau International des Poids et Mesures) [61]. L'autre technique d'étalonnage, la méthode dite "en absolu" par opposition à la méthode différentielle, fait l'objet de cette thèse. Elle permet de déterminer indépendamment le retard électrique interne de chaque élément ou bien de la totalité de la chaîne de réception GNSS [62].

L'étalonnage empirique, mis au point par Ken Senior du NRL [63], donne la possibilité de calculer le biais instrumental des stations de manière empirique à partir de chaînes de réception s'ils participent au calcul du TAI et fournissent régulièrement des données à l'IGS. Cette méthode peut être employée comme technique complémentaire aux étalonnages relatifs ou à terme absolus afin d'évaluer la stabilité long-terme des équipements.

Ce chapitre dresse une liste des différents types de câbles, de récepteurs et d'antennes représentatifs des équipements employés dans les laboratoires de temps. Il expose ensuite le principe de l'étalonnage d'une chaîne de réception utilisée pour le transfert de temps. Il vise aussi à décrire le principe des deux méthodes d'étalonnage existant actuellement : la technique en relatif et la technique en absolu. La méthode d'étalonnage

empirique permettant de suivre la stabilité des équipements sera aussi présentée. Des exemples de résultats obtenus avec la méthode d'étalonnage différentiel et l'étalonnage empirique ainsi que le bilan d'incertitudes qui leur est associé seront également exposés ici. Une comparaison des avantages et des inconvénients des deux techniques d'étalonnages, en relatif et en absolu, viendra clore ce chapitre.

## 2.1 Présentation des éléments d'une chaîne de réception

Les solutions de temps sont basées sur la mesure de pseudo-distances qui consiste à déterminer le temps de propagation d'un signal diffusé par un satellite et acquis par une chaîne de réception dédiée à cette application.

Les signaux radiofréquences de tous les satellites GNSS en visibilité sont reçus par une antenne à polarisation circulaire droite. Ces signaux sont filtrés et amplifiés afin de ne conserver qu'une certaine largeur de signal utile autour des fréquences porteuses. Le signal collecté et traité par l'antenne est ensuite transporté jusqu'au récepteur via un câble d'une longueur qui peut être très variable (quelques mètres à plusieurs dizaines de mètres).

Un signal de référence fourni par une horloge atomique ou un oscillateur interne est utilisé par le récepteur pour générer sa propre base de temps. La corrélation du signal acquis par rapport à un signal répliqué permet au récepteur de mesurer les pseudo-distances des satellites en visibilité dans son référentiel de temps [26]. Comme celui-ci est directement dérivé d'un signal d'horloge généré par le laboratoire, il est ainsi possible de comparer le temps de la constellation observée avec le temps produit localement.

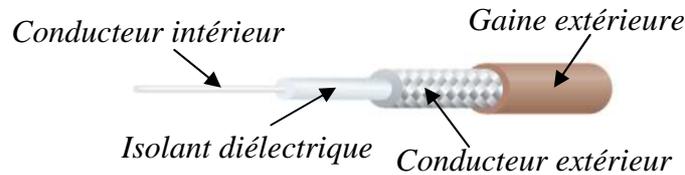
Pour étalonner une chaîne de réception GNSS, il est important de connaître le fonctionnement des équipements à caractériser afin de déterminer les points de référence (centre de phase de l'antenne et référence interne du récepteur) entre lesquels le retard électrique doit être mesuré.

### 2.1.1 Câble d'antenne

Les câbles utilisés pour lier l'antenne et le récepteur d'une chaîne de réception sont des câbles coaxiaux. L'usage de ce type d'équipement permet de faire transiter un signal tout en limitant ses distorsions, son affaiblissement ainsi que les interférences extérieures. Leur fréquence maximale d'utilisation peut aller jusqu'à 40 GHz.

Un câble coaxial est constitué de deux conducteurs séparés par un matériau isolant. Le conducteur extérieur sert de référence de potentiel et est relié à la masse lorsque le câble est connecté. Un effet de blindage vis à vis des champs électromagnétiques extérieurs

perturbateurs est ainsi créé. Le câble est également recouvert d'une gaine isolante et protectrice des agressions extérieures.



**Figure 2.1 :** Représentation d'un câble coaxial

Lorsque l'on travaille en hautes fréquences et que la longueur du câble coaxial est grande devant la longueur d'onde, le mode de propagation dans les câbles coaxiaux est un mode TEM (Transversal Electric and Magnetic Fields) : les champs électriques  $\vec{E}$  et magnétiques  $\vec{H}$  se trouvent dans des plans perpendiculaires à la direction de propagation. Dans ces conditions, l'impédance caractéristique  $Z_c$  est donnée, dans le cas d'un diélectrique sans perte, non magnétique et pour des parois parfaitement conductrices, par la relation (2.1):

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

- $L$  : Inductance linéique [ $\text{H.m}^{-1}$ ]
- $C$  : Capacité linéique [ $\text{F.m}^{-1}$ ]

$$\text{Avec } L = \frac{\mu_0}{2\pi} \log \frac{D}{d} \quad (2.2)$$

- $\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide =  $4\pi \cdot 10^{-7}$  [ $\text{H.m}^{-1}$ ]
- $D$  : Diamètre du conducteur extérieur [m]
- $d$  : Diamètre du conducteur intérieur [m]

$$\text{Et } C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\log \frac{D}{d}} \quad (2.3)$$

- $\epsilon_0$  : Permittivité diélectrique du vide =  $\frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$  [ $\text{pF.m}^{-1}$ ]
- $\epsilon_r$  : Permittivité diélectrique relative

Pour un câble coaxial, l'impédance caractéristique est donc déterminée par la relation suivante :

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0\epsilon_r} \frac{\log \frac{D}{d}}{2\pi}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad (2.4)$$

Dans le vide, la vitesse de propagation d'un signal électrique est identique à la célérité de la lumière. Dans un matériau quelconque, elle dépend de la permittivité du milieu de propagation, selon la formule :

$$v_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

- $v_g$  : Vitesse de propagation de groupe [ $\text{m.s}^{-1}$ ]
- $c$  : Célérité de la lumière [ $\text{m.s}^{-1}$ ]
- $\epsilon_r$  : Permittivité diélectrique relative

Elle peut également être exprimée en pourcentage par rapport à la vitesse de la lumière :

$$v_g(\%) = \frac{100}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

Dans la situation où l'impédance de charge est adaptée à la ligne, le signal transmis ne subira aucune modification de forme mais sera affecté d'un retard égal au temps de propagation de groupe. Pour un câble de longueur  $l_0$ , le temps de propagation de groupe  $t_g$  est lié à la vitesse de groupe  $V_g$ , par la relation suivante :

$$T_g = \frac{l_0}{v_g} \quad (2.7)$$

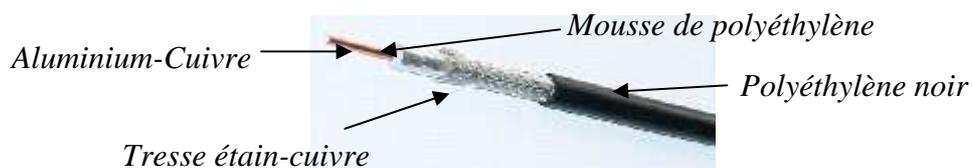
- $T_g$  : Temps de propagation [s]
- $l_0$  : Longueur du câble [m]
- $V_g$  : Vitesse de propagation de groupe [ $\text{m.s}^{-1}$ ]

La transmission des signaux en haute fréquence se fait par des câbles coaxiaux. À l'extrémité des câbles, un connecteur haute-fréquence assure le contact simultané entre les deux conducteurs cylindriques. Les principaux systèmes de connexion sont les suivants :

- les systèmes à vis (SMA, N, TNC)
- les systèmes à baïonnettes (BNC)
- les systèmes à encliquetage (SMB)
- les systèmes glissants (BMA)
- les systèmes à pression (UMP)

#### ○ Câble utilisé dans le cadre de cette thèse

La plupart des câbles étudiés dans le cadre de cette thèse sont des câbles de type LMR400 possédant des connectiques de type N [64]. Ce sont des câbles de haute qualité dont les pertes en transmission sont faibles. De plus, leur enveloppe externe est un matériau résistant aux ultraviolets qui permet des utilisations prolongées à l'extérieur.



**Figure 2.2** : Coupe d'un câble LMR400

Le diélectrique de ce type de câble est une mousse de polyéthylène, le conducteur intérieur est en aluminium plaqué de cuivre, la tresse de recouvrement est en étain-cuivre et la gaine de protection est polyéthylène noire.

- Exemple de caractéristiques [64] :
  - Vitesse de propagation : 85 %
  - Constante diélectrique : 1,38
  - Retard linéaire : 3,92 ns.m<sup>-1</sup>
  - Impédance : 50 Ω
  - Capacitance : 78.4 pF. m<sup>-1</sup>
  - Inductance : 0.06 μH. m<sup>-1</sup>
  - Efficacité du blindage > 90 dB
  - Température d'opération : -40 C; +85°C

En conditions opérationnelles, il est recommandé de ne pas utiliser de câbles endommagés et de minimiser autant que possible sa longueur afin de limiter les pertes et la dégradation de ses propriétés.

### 2.1.2 Récepteurs

Les comparaisons d'horloges distantes mettant à contribution les signaux de satellites de navigation nécessitent des récepteurs qui doivent pouvoir être synchronisés avec une référence de temps générée localement. Des récepteurs "temps", dérivés d'équipements géodésiques, ont été mis au point afin de répondre à ce besoin : leur référence interne, qui est redéfinie à chaque allumage, est générée à partir d'une fréquence de 10 MHz et d'un signal 1 PPS dérivés du même signal d'horloge. Le délai entre ce point et la connectique du signal 1 PPS (RX<sub>1PPS</sub>) fourni extérieurement au récepteur doit être connu pour pouvoir raccorder les acquisitions GNSS à la référence de temps du laboratoire. La définition précise de ce biais est spécifique à chaque type de récepteur et dépend de son architecture. Cette valeur ou la méthode pour la déterminer est généralement fournie par le constructeur.

Les récepteurs Ashtech Z12-T, Septentrio PolaRx2 et PolaRx3, Dicom GTR50, PikTime TTS3 et TTS4, Novatel Propak3, Topcon Legacy-E et Javad GDD sont des récepteurs communément utilisées dans les laboratoires de métrologie du temps car ils peuvent synchroniser leur base de temps interne sur une référence externe.

#### - Récepteurs GPS :



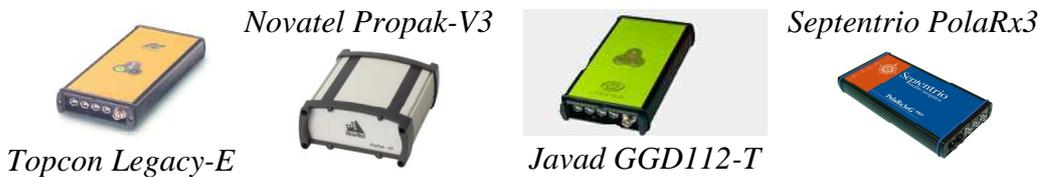
*Ashtech Z12T*

*Septentrio PolaRx2*



*Dicom GTR50*

**- Récepteurs multi-constellations GPS+GLONASS :**



**- Récepteurs multi-constellations GPS+GLONASS+GALILEO :**



***PikTime TTS-4***

**Figure 2.3 :** Récepteurs utilisés pour le transfert de temps

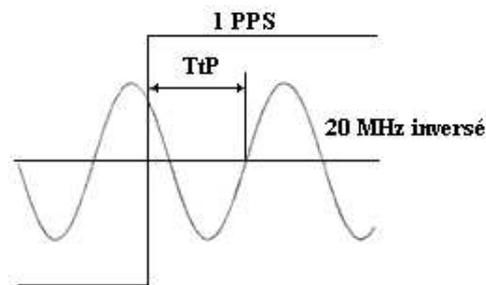
Les récepteurs Ashtech Z12-T [65], Septentrio PolaRx2 [66], Dicom GTR50 [67] sont des récepteurs bifréquences, multicanaux qui permettent d'acquérir le code et la phase des signaux GPS (L1 code C/A et P et L2 code P). Les récepteurs Ashtech Z12-T ne sont plus commercialisés depuis 2005. Les récepteurs Topcon Legacy-E ont été développés afin de permettre l'acquisition de fréquences GPS et/ou GLONASS L1/L2 [68]. Le récepteur ProPak-V3 permet de faire des mesures GPS L1 (Code C/A) et L2 (Code P) seulement ou GPS+GLONASS [69]. Le récepteur Javad GGD 112-T est un récepteur bifréquences GPS/GLONASS L1/L2. Il permet également de recevoir des signaux WAAS et EGNOS [70]. Le Septentrio PolaRx3 est un récepteur bifréquence configurable pour fonctionner soit avec les constellations GPS/Galileo ou GPS/GLONASS. Il est aussi capable d'utiliser des corrections différentielles telles qu'EGNOS, WAAS ou MSAS [66]. Le récepteur PikTime Systems TTS-4 permet d'acquérir les fréquences GPS L1 (L1C/L1P), L2 (L2C/L2P), L5, GLONASS L1 et L2 et L1 et E5 de la constellation Galileo. Ce type de récepteur permet également l'acquisition des signaux des satellites Giove-A and Giove-B [71].

○ **Récepteurs utilisés dans le cadre de cette thèse**

Quatre types de récepteurs ont été utilisés dans le cadre de cette thèse : Un Ashtech Z12-T, des Septentrio PolaRx2, des Dicom GTR50 et un Novatel Propak-V3. Ces récepteurs fournissent des mesures de pseudo-distances et de phase à partir de signaux GPS aux fréquences L1 (Code C/A et P) et L2 (Code P). Le récepteur Novatel Propak-V3 est le seul récepteur qui ne fournisse pas le code P sur la fréquence L1. Leurs bases de temps internes sont définies à partir de signaux externes générés par une horloge du laboratoire.

### - Ashtech Z12-T

La référence interne de cet équipement est définie à partir d'un signal 1 PPS qui permet au récepteur de choisir un cycle particulier d'un signal 20 MHz. Cette opération permet de garantir la répétabilité de la référence de temps interne en cas d'interruption du suivi des satellites ou d'opération du récepteur. Cette valeur appelée le Tick-to-Phase (TtP) correspond au délai entre le premier passage à zéro d'une pente positive du signal 20 MHz inversé suivant immédiatement le passage à zéro du front montant du signal 1 PPS (Figure 2.4). Le délai entre ces deux points est mesuré avec un oscilloscope. La mesure de pseudo-distances est dépendante de cette valeur, il faut donc la contrôler à chaque étalonnage.



**Figure 2.4 :** Illustration de la détermination du TtP

Le signal 20 MHz fourni au récepteur contribue à la base de temps du récepteur après avoir été inversé et retardé de 15,8 ns [72]. La différence temporelle entre la référence interne du récepteur et son connecteur 1 PPS, appelé arbitrairement  $RX_{1PPS}$ , est donc défini comme le premier passage à zéro du front montant du signal 20 MHz inversé qui suit immédiatement le signal 1 PPS-IN (TtP) retardé de 15,8 :

$$RX_{1PPS(Ashtech)} = TtP + 15,8 \text{ ns} \quad (2.8)$$

Pour faire varier la valeur de TtP, il suffit d'augmenter la longueur de câble amenant la référence 10 MHz au récepteur qui est ensuite multiplié par un doubleur de fréquence analogique. Cette manipulation simple permet de jouer directement sur le contrôle du paramètre  $RX_{1PPS}$ . La Figure 2.5 montre l'évolution théorique du retard interne d'un récepteur Ashtech Z12-T en fonction du TtP. La mesure du TtP est réalisée avec un oscilloscope.

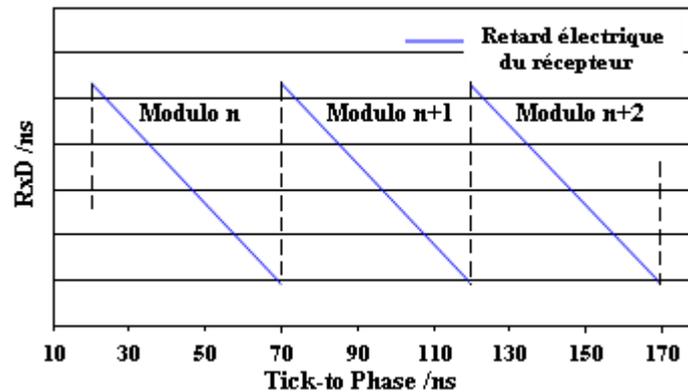


Figure 2.5 : Retard interne du récepteur en fonction du TtP

Dans une plage de TtP modulo 50 ns, le retard décroît suivant une pente de coefficient directeur -1. A chaque nouvelle période, la valeur du retard interne du récepteur subit un saut de valeur.

#### - Septentrio PolaRx2

Le récepteur Septentrio PolaRx2 permet l'acquisition simultanée de signaux GPS et SBAS. La base de temps interne de ce type de récepteur est générée à partir d'un signal externe de fréquence 10 MHz associé à un signal 1 PPS. Le récepteur synchronise le déclenchement de sa mesure sur un front montant du signal 1 PPS. Le délai entre cette transition et le déclenchement de la mesure est compris entre 221,7 et  $255 \pm 2$  ns [73]. Le délai exact dépend de la relation de phase entre le signal 10 MHz et le signal d'entrée 1 PPS. Ce délai est constant et insensible à l'extinction et à l'allumage du récepteur. Afin de mesurer le délai entre le signal d'entrée 1 PPS (1 PPS-IN) et le déclenchement de la mesure, il est possible de synchroniser le signal 1 PPS de sortie (1 PPS-OUT) du récepteur avec la date de déclenchement des mesures. Le décalage temporel constant entre le signal 1 PPS-OUT et le déclenchement des mesures est défini dans la documentation constructeur comme étant égale au signal 1 PPS-OUT auquel il faut soustraire 8,7 ns (Pour des versions de software 2.3 et supérieure) [73]. En mesurant le délai entre le signal 1 PPS-IN et le signal 1 PPS-OUT ( $X_0$ ), il est donc possible de définir le délai entre le signal 1 PPS fourni au récepteur et sa référence interne ( $R_{X_{1PPS}}$ ) :

$$R_{X_{1PPS(Sep)}} = [1 \text{ PPS-OUT} - 1 \text{ PPS-IN}] - 8,7 \text{ ns} \quad (2.9)$$

La différence des signaux 1PPS-IN et 1PPS-OUT est déterminée par la moyenne des acquisitions réalisées avec un compteur d'intervalle de temps toutes les secondes pendant toute la durée de l'étalonnage.

#### - Dicom GTR50

Le récepteur GTR50 est un PC Linux couplé à un récepteur de signaux GPS et un compteur d'intervalle de temps contenu dans un châssis 19". Le compteur d'intervalle de

temps et le récepteur GPS ont été placés dans une enceinte thermostatée (un ventilateur maintient un flux d'air dans la boîte) pour minimiser les dérives en température. Celle-ci est maintenue à 45°C avec une déviation maximale de 1°C. Contrairement aux autres récepteurs, les acquisitions délivrées par cet équipement sont corrigées du délai entre le signal 1 PPS et sa base de temps interne ( $R_{X_{1PPS}}$ ). Les données peuvent être corrigées de cinq autres biais : le délai du câble d'antenne ( $CD$ ), le délai du câble portant le signal 1 PPS ( $Ref_{1PPS}$ ), le délai du récepteur et de l'antenne ( $R_{xD+AD}$ ), le délai intercanaux P1-C1 et le délai intercanaux P1-P2. Les valeurs des délais dues au câble d'antenne et au câble transportant le signal 1 PPS peuvent être modifiées par l'utilisateur au travers d'une interface web. La valeur de la somme des retards du récepteur et de l'antenne ainsi que les biais intercanaux P1-C1 et P1-P2 sont définis par le constructeur et peuvent être mis à zéro contrairement à la valeur  $R_{X_{1PPS}}$  qui est une correction automatiquement appliquée à chaque acquisition.

### - Novatel Propak-V3

Le récepteur Propak-V3 offre la possibilité de réaliser des mesures GPS L1/L2 seulement ou des mesures GPS+GLONASS. Dans le cadre de la thèse, ce récepteur a été utilisé pour acquérir des signaux GPS où il ne fournit que le signal L1 C/A et le signal L2 P.

Cet équipement n'est pas un récepteur "temps" car initialement, il ne formait pas sa référence interne à partir d'un signal externe. Il a été modifié afin de répondre aux besoins de la communauté Temps/Fréquence. Il génère maintenant sa référence à partir d'un signal 10 MHz et un signal 1 PPS qui synchronise le premier passage à zéro de la fréquence (Tick-to-Phase). Comme pour le récepteur Ashtech, ce récepteur montre une dépendance linéaire entre ces deux entrées [74]. Cette valeur doit être mesurée à l'aide d'un oscilloscope à chaque étalonnage et être prise en compte lors de la détermination du délai interne du récepteur. Pour cet équipement, aucune information concernant le délai entre la référence de temps et le signal 1 PPS n'est fournie par le constructeur. L'étalonnage est donc réalisé entre l'entrée du signal RF et l'entrée du signal 1PPS (Figure 2.6).



**Figure 2.6 :** Points de référence de l'étalonnage du récepteur Novatel Propak-V3

La sortie 1 PPS-OUT est directement synchronisée avec le signal 10 MHz et peut donc détecter les changements de TtP qui pourraient survenir pendant les acquisitions. La différence entre le signal 1 PPS-IN fourni au récepteur et le signal 1 PPS-OUT qu'il

gène permet de vérifier le bon fonctionnement du récepteur pendant l'acquisition. Cette mesure est réalisée avec un compteur d'intervalle de temps.

### 2.1.3 Antennes

#### ○ Lois du rayonnement électromagnétique

Les considérations théoriques suivantes sont extraites de la référence [75]. Quand une vibration se propage dans l'espace, elle le fait sous la forme d'une onde. En un point quelconque de l'espace, l'amplitude de la vibration varie sinusoidalement si le phénomène est, en fonction du temps, de la forme :

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.10)$$

Si un ébranlement se produit en un point d'un plan, ce phénomène se propage sur le plan dans toutes les directions avec la même vitesse si le milieu est isotrope. Après un temps  $t$ , la situation est la même en tous les points d'un cercle centré sur le point d'origine de l'ébranlement : ce cercle pour lequel la vibration présente la même phase constitue une surface équiphase est appelé un front d'onde. Dans le cas d'un milieu homogène à trois dimensions, le front d'onde est une sphère. Le point d'origine de la vibration est appelé le centre de phase.

Quand le phénomène parcourt dans l'espace une distance égale à une longueur d'onde  $\lambda$ , il se produit pendant la durée nécessaire à cette propagation, une sinusoïde complète donc un tour complet pour la phase ( $2\pi$ ). Pour un trajet de longueur  $R$ , le déphasage de l'onde correspond donc à  $\frac{2\pi R}{\lambda}$ .

Si l'on considère une surface de dimensions réduites dans un front d'onde sphérique à une très grande distance du centre de phase, cette surface peut être assimilée à un plan. Par définition une onde plane est une onde dont le front d'onde est plan. Dans le cas d'une onde électromagnétique, il existe simultanément un champ électrique  $\vec{E}$  et un champ magnétique  $\vec{H}$ . L'onde plane est une solution particulière des lois de Maxwell où  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont en phase entre eux mais orthogonaux dans l'espace et perpendiculaire à la direction de propagation [76].

Une antenne est un dispositif qui assure la transition de l'énergie entre un milieu guidé et l'espace libre dans lequel cette énergie va se propager. Cette transition s'effectue au point que l'on appelle le centre de phase de l'antenne. Lors de l'émission, l'énergie électrique est convertie en énergie électromagnétique et réciproquement lors de la réception. Les antennes sont caractérisées par plusieurs propriétés :

- Leur diagramme de rayonnement : Considérons une antenne située en un point  $O$  liée à un trièdre de référence : une direction quelconque de l'espace est alors définie par son gisement  $\Phi$  et sa colatitude  $\theta$ .

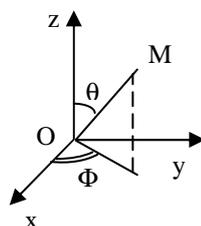


Figure 2.7 : Trièdre de référence

Si une antenne est une source ponctuelle, la puissance rayonnée se répartie uniformément autour de celles-ci. La densité de puissance par angle solide est alors :

$$p = \frac{P}{4\pi} \quad (2.11)$$

- $p$  : Densité de puissance par angle solide [ $\text{W} \cdot \text{sr}^{-1}$ ]
- $P$  : Puissance [W]

Cependant du fait de la structure de l'antenne, la puissance rayonnée dans l'unité d'angle solide est en pratique une fonction de la colatitude  $\theta$  et du gisement  $\Phi$ . Il existe toujours une direction  $(\theta_0, \Phi_0)$  pour laquelle la puissance  $P(\theta, \Phi)$  est maximale. Considérons le rapport suivant :

$$r(\theta, \Phi) = \frac{P(\theta, \Phi)}{P(\theta_0, \Phi_0)} \quad (2.12)$$

Les variations de celui-ci caractérisent la façon dont l'énergie rayonnée par l'antenne se répartit dans l'espace. La courbe représentant  $r(\theta, \Phi)$  est appelé le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Les systèmes rayonnants sont souvent construits de façon à concentrer l'énergie dans une direction privilégiée. Dans ce cas, il existe un lobe principal et des lobes de moindre amplitude, dits lobes secondaires ou lobes latéraux.

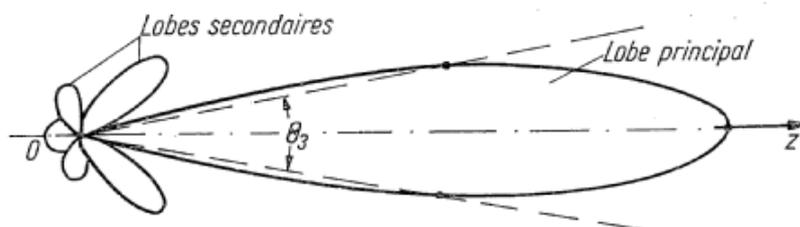


Figure 2.8 : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive [75]

Si les lobes secondaires sont suffisamment faibles, la quasi-totalité de la puissance est contenue entre les directions correspondant au rayonnement de demi-puissance. Les principales caractéristiques des systèmes rayonnants sont :

- La directivité ou l'angle d'ouverture : Ce paramètre correspond à la largeur du lobe principal, entre les angles d'atténuation à 3 dB. Elle sera d'autant plus directive que le lobe le plus important sera étroit.

- Le gain : Ce paramètre représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes. C'est donc le rapport entre la puissance rayonnée par unité d'angles solide,  $P(\theta, \Phi)$  dans cette direction et la puissance qui sera rayonnée par une source isotrope alimentée avec la même puissance totale.

$$G(\theta, \Phi) = \frac{P(\theta, \Phi)}{P_t/4\pi} = \frac{4\pi P(\theta, \Phi)}{P_t} \quad (2.13)$$

- La polarisation : Ce paramètre est défini par la direction du champ électrique  $\vec{E}$  dans le plan perpendiculaire à la propagation.

La polarisation est linéaire si cette direction est constante : on peut donc définir une polarisation linéaire verticale ou horizontale.

Le champ peut aussi tourner de  $2\pi$  en parcourant une distance équivalente à la longueur d'onde. La polarisation est dite elliptique et dans le cas particulier où  $E_x = E_y$  elle devient circulaire. On définit la polarisation circulaire droite si, depuis la source, le champ électrique tourne dans le sens des aiguilles d'une montre et gauche s'il tourne dans le sens inverse.

- La forme et la dimension : La forme et les dimensions d'une antenne sont extrêmement variables et détermineront le profil du diagramme de rayonnement, c'est à dire son gain et sa directivité.

Lors de l'émission ou la réception d'un signal par une antenne, il est possible de considérer 5 régions distinctes (Figure 2.9) [77] :

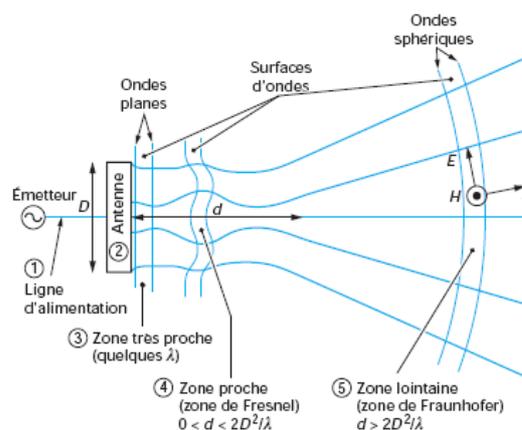


Figure 2.9 : Différentes zones d'une antenne [77]

1. La ligne d'alimentation où la puissance reste sensiblement constante
2. L'antenne proprement dit où la puissance est répartie sur l'angle d'ouverture

Si  $D$  est le diamètre (ou la plus grande dimension) de l'antenne et  $d$  la distance à l'antenne le long de la direction du rayonnement maximum on peut alors définir trois zones de propagation :

3. La zone très proche pour  $d \ll \frac{D^2}{2\lambda}$  dans laquelle l'énergie électromagnétique rayonnée reste concentrée à l'intérieur d'un faisceau tubulaire enveloppant approximativement l'antenne

4. La zone de Fresnel pour  $d < \frac{D^2}{2\lambda}$  à l'intérieur de laquelle la divergence devient sensible (les surfaces d'onde planes se transforment en sphères)

5. La zone de Fraunhofer (champ lointain) pour  $d > \frac{D^2}{2\lambda}$  où la puissance est rayonnée sous forme d'ondes sphériques centrées sur le centre de phase

Les mesures mettant en jeu des antennes GNSS dans le cadre de cette thèse seront toujours réalisées en champs lointain.

Les signaux GNSS sont polarisés circulairement et ont une longueur d'onde  $\lambda$  de quelques dizaines de centimètres. Les antennes permettant l'acquisition de ce type de signaux sont constituées d'un élément rayonnant, généralement un dipôle ou une antenne imprimée, couplé à un système de filtrage et d'amplification.

Un dipôle est une antenne composée de deux brins métalliques, de longueur égale qui sont reliés par une pièce centrale. Le câble coaxial venant du récepteur ou de l'émetteur se visse généralement sur celle-ci. Le conducteur central est alors relié à l'un des brins et le conducteur extérieur à l'autre. Ce type d'antenne est très utilisé car elle permet des zones de couverture plus larges.

Les antennes imprimées sont constituées d'une métallisation de forme géométrique, déposée sur l'une des faces d'un substrat diélectrique tandis que l'autre face est complètement métallisée afin de constituer un plan de masse.

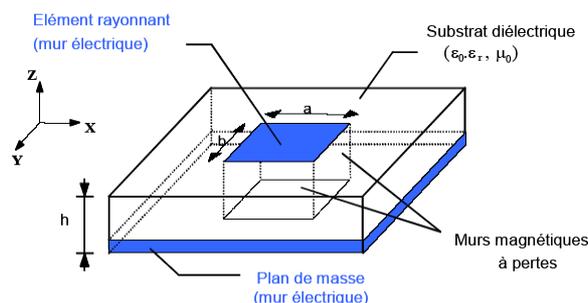


Figure 2.10 : Principe d'une antenne imprimée [78]

Le lecteur intéressé par la conception et le fonctionnement détaillé des antennes pourra se diriger vers les références [75] [79].

Les antennes composant les chaînes d'acquisition "temps" sont des équipements standards pour des applications scientifiques nécessitant la réception de signaux GNSS.

Voici un aperçu des principales antennes que peuvent posséder les laboratoires Temps/Fréquence :



*Ashtech Choke-ring*

- Signaux poursuivis :
- GPS L1/L2

*Novatel 702-GG*



*Topcon CR-4*

- Signaux poursuivis :
- GPS L1/L2
- GLONASS L1/L2



*Javad Triumph*

- Signaux poursuivis :
- GPS L1/L2/L2C/L5
- GLONASS LC1/L2
- Galileo L1/L2
- SBAS



*Leica AR25*

- Signaux poursuivis :
- GPS: L1/ L2/ L2c/ L5
- GLONASS: L1/L2/ L3
- Galileo: E2-L1-E1/E5a/ E5b/ E6/ AltBOC
- Compass: B1/B2/ B3/ L5
- Bande L (SBAS, OmniSTAR et CDGPS inclus)



*Javad GrAnt*

- Signaux poursuivis :
- GPS: L1/ L2/ L5
- GLONASS: L1/L2/ L3
- Galileo: E1, E5ab
- Compass: B1/B2
- QZSS L1/L2/L5
- WAAS L1/L5, EGNOS, MSAS, GAGAN

**Figure 2.11** : Antennes utilisés pour l'acquisition de signaux GNSS

L'antenne Ashtech [80] ne permet d'acquérir que les signaux GPS pour les fréquences L1 et L2. Les antennes Novatel 702-GG [81] et Topcon CR-4 [82] permettent la réception des signaux GPS et GLONASS pour les fréquences L1 et L2. Les antennes Javad Triumph [83], Leica AR25 [84] sont capables de faire l'acquisition de signaux GPS, GLONASS, Galileo et Compass. Les antennes Javad GrAnt [83] permettent de recevoir également, en plus des signaux qui viennent d'être cités, ceux des satellites de la constellation QZSS.

Les antennes étant placées sur les toits des laboratoires, elles subissent de très grandes amplitudes thermiques au cours de l'année. Le constructeur Mira Vista Technologie a conçu une antenne choke-ring couplée à un système de stabilisation en température afin de maintenir l'antenne à une température constante [85].



*Antenne TSA*

- Signaux poursuivis :
  - GPS: L1/ L2
  - GLONASS: L1/L2
  - WAAS

#### ○ Antennes utilisées dans le cadre de cette thèse

Trois types d'antennes ont été étalonnés dans le cadre des travaux de cette thèse : Des antennes Novatel 702-GG [81], une antenne Ashtech Choke-ring [80] et une antenne Leica AR25 [84]. Afin de réaliser l'étalonnage d'antennes GNSS, il est nécessaire d'utiliser des antennes émissives qui doivent nécessairement être passives. Deux antennes Novatel 704-X [86] ont été utilisées au CNES pour cela alors que le NRL, qui réalise également ce type de mesure, emploie une antenne Tecom bipolarisée [87].

#### - Novatel 702

Cette antenne permet d'acquérir les signaux GPS et GLONASS aux fréquences L1 et L2. Les antennes Novatel 70X sont des antennes imprimées à fentes large bande. Elles tirent profit d'une technologie développée par Novatel (Pinwheel) pour fournir une bonne réjection des multitrajets et une grande stabilité du centre de phase [88].



**Figure 2.12 :** Design des antennes Novatel dotées de la technologie Pinwheel

Ce design permettrait d'améliorer la réception des signaux en polarisation circulaire droite pour des angles d'élévation très bas. Ces antennes sont conçues pour réduire la réception des signaux indésirables et la modulation d'amplitude du spectre radiodiffusé.

#### ➤ Caractéristiques :

- Dimensions :
  - Diamètre : 185 mm
  - Hauteur : 69 mm
  - Poids : 500 g

- Largeur de bande de fréquence :
  - L1 = 1575 -15/+30 MHz
  - L2 = 1228 -15/+30 MHz
- Position du centre de phase :
  - L1 = 63 mm (par rapport au plan de pose)
  - L2 = 66 mm (par rapport au plan de pose)

Cette antenne a été caractérisée par le service Antenne du CNES (Cf. *Annexe D*). La position du centre de phase est mesurée par rapport au plan de pose de l'antenne pour une ouverture de 180 °:

- Position du centre de phase :
  - L1 = 55 mm
  - L2 = 56 mm

Les variations de phase dans l'angle d'ouverture considérée sont de 2 mm pour L1 et de 3 mm pour L2. Ces types d'antennes ont effectivement une position du centre de phase qui est très stable comme annoncé par le constructeur.

- **Ashtech Choke-ring**

Ce type d'antenne est constitué d'un dipôle Dorne & Margolin C146-10, d'un amplificateur faible bruit et d'un système d'anneaux concentriques conçu pour limiter les multitrajets.

➤ Caractéristiques :

- Dimensions :
  - Diamètre : 380 mm de diamètre
  - Hauteur : 150 mm
  - Poids : 4,7 kg
- Largeur de bande de fréquence :
  - L1 = 1575.42 ± 10.23 Mhz
  - L2 = 1227.60 ± 10.23 Mhz
- Position du centre de phase :
  - L1 = 95 mm (par rapport au plan de pose)
  - L2 = 121 mm (par rapport au plan de pose)

Cette antenne a été caractérisée par le service Antenne du CNES (Cf. *Annexe D*). La position du centre de phase est mesurée par rapport au plan de pose de l'antenne pour un angle d'ouverture de 180 °:

- Position du centre de phase :

- L1 = 95 mm
- L2 = 116 mm

Les variations de phase dans l'angle d'ouverture considérée sont de 13 mm pour L1 et de 17 mm pour L2. La valeur de la position du centre de phase pour L1 est similaire à la valeur fournie par le constructeur. Par rapport aux antennes Novatel, la variation du centre de phase est importante.

#### - **Leica AR25**

L'antenne Leica AR25 est dotée d'un élément Dorne & Margolin ultra-large bande afin de permettre l'acquisition des signaux de la plupart des constellations GNSS. C'est une antenne Choke-ring ressemblant à l'antenne Ashtech dont la géométrie des anneaux concentriques est en 3 dimensions. Ce profil permet de conserver l'efficacité de la suppression des effets multitrajets comme pour les antennes choke-ring 2D tout en permettant une meilleure poursuite de satellites à faible élévation.

#### ➤ Caractéristiques :

- Dimensions :
  - Diamètre : 380 mm
  - Hauteur : 200 mm
  - Poids : 7,6 kg
- Largeur de bande de fréquence : Non communiquée
- Position du centre de phase : Non communiquée

La position du centre de phase n'a pas été mesurée et aucune information n'est fournie par le constructeur à ce sujet. Elle sera donc assimilée au sommet de l'antenne avec une incertitude de 20 mm et une variation du centre de phase du même ordre.

#### ○ **Antennes émissives**

#### - **Novatel 704-X**



Les antennes 704-X sont des antennes passives qui peuvent recevoir des signaux des constellations GPS, Galileo et GLONASS. Elles bénéficient de la technologie Pinwheel (Figure 2.12) afin de leur permettre une excellente réjection des multitrajets et une grande stabilité de centre de phase.

➤ Caractéristiques :

- Dimensions :
  - Diamètre : 185 mm
  - Hauteur : 69 mm
  - Poids : 468 g
- Largeur de bande de fréquence : 1,15-1,65 GHz
- Position du centre de phase : 52 mm (par rapport au plan de pose)

Ces antennes ont été caractérisées par le service Antenne du CNES (Cf. *Annexe D*). La position du centre de phase est mesurée par rapport au plan de pose des antennes pour un angle d'ouverture de 180 °:

- Position du centre de phase :
  - L1-Nov704-1 = 49 mm
  - L2-Nov704-1 = 53 mm
  - L1-Nov704-2 = 56 mm
  - L2-Nov704-2 = 59 mm

Les variations de phase dans l'angle d'ouverture considérée sont de 7 mm pour L1 et de 9 mm pour L2 pour l'antenne *Nov704-1* et de 3 mm pour L1 et L2 pour l'antenne *Nov704-2* [89]. Comme pour les antennes 702, le centre de phase de ces antennes est très stable.

- **Tecom Broadband Dual Polarized Log Periodic**

Ce modèle est utilisé par le NRL comme antenne émettrice lors des étalonnages des antennes GNSS. Cet équipement est une antenne large bande bipolarisée. Chaque antenne TECOM multi-modes possède deux plans indépendants, des structures log-périodiques<sup>6</sup> disposées en quadrature sur un axe commun. Chaque plan a son propre système d'alimentation. Les antennes peuvent donc générer simultanément des signaux en polarisation linéaire verticale et horizontale ou en polarisation circulaire droite ou gauche. De ce fait, elles peuvent aussi recevoir tous types de signaux.



➤ Caractéristiques :

- Dimensions : non communiquées
- Largeur de bande de fréquence : 0,5-18 GHz

---

<sup>6</sup> Une antenne log-périodique est une antenne dont l'impédance et le diagramme de rayonnement sont répétitifs selon une loi logarithmique en fonction de la fréquence. Pour obtenir cette propriété, les dimensions doivent être homothétiques le long de la direction de rayonnement principal.

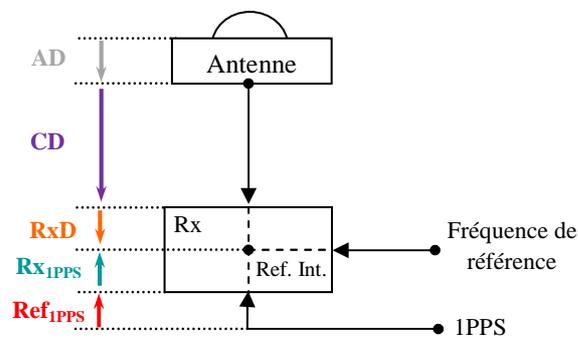
- Position du centre de phase : non communiquée

La détermination du retard temporel engendré par le délai électrique de la chaîne de réception est nécessaire pour garantir l'exactitude et la stabilité des liens de temps. Deux techniques d'étalonnage sont actuellement connues : la technique en relatif et la technique en absolu. Une autre méthode, appelée étalonnage empirique peut également être utilisée pour établir la stabilité des biais instrumentaux des stations.

## 2.2 Principe de l'étalonnage

Les considérations suivantes sont issues de la référence [58]. Dans le cadre de comparaisons d'horloges distantes, il est nécessaire de pouvoir raccorder les acquisitions GNSS faites par un laboratoire à un signal de référence produit localement. Des récepteurs "temps", dérivés d'équipements initialement dédiés à des applications géodésiques, ont été modifiés afin de répondre à ce besoin. Pour cela, leur base de temps interne est pilotée par une fréquence externe générée par le laboratoire. De plus, un signal 1 PPS fourni extérieurement au récepteur lui permet de choisir sans ambiguïté un cycle particulier de la fréquence pour former sa référence interne. L'horloge interne du récepteur est ainsi verrouillée en phase sur le premier passage à zéro de la fréquence externe fournie par le laboratoire qui suit le front montant du signal 1 PPS. La fréquence de référence et le signal 1 PPS fournis au récepteur doivent être dérivés de la même horloge.

Les acquisitions réalisées avec une chaîne de mesures GNSS sont biaisées d'une valeur équivalente au retard dû à la propagation du signal au travers du système de réception dont il est nécessaire de s'affranchir. Ce retard correspond au temps de propagation du signal entre le centre de phase de l'antenne et la base de temps interne du récepteur auxquelles les mesures sont référencées. La Figure 2.13 fournit une description des différents biais présents dans un système de réception GNSS.



**Figure 2.13 :** Définition des différents retards présents dans un système de réception GNSS pour le transfert de temps

- **AD** : Retard dû à la propagation du signal RF à travers l'antenne [s]
- **CD** : Retard dû à la propagation du signal RF à travers le câble d'antenne [s]
- **RxD** : Retard dû à la propagation du signal RF à travers le récepteur jusqu'à sa référence interne [s]
- **R<sub>x</sub><sub>1PPS</sub>** : Retard dû à la propagation du signal 1 PPS à travers le récepteur entre sa référence de temps interne et la connectique fournissant ce signal [s]
- **Ref<sub>1PPS</sub>** : Retard dû à la propagation du signal 1 PPS du point de référence du laboratoire jusqu'au récepteur [s]

Le décalage temporel entre la référence interne et le signal 1 PPS entrant dans le récepteur ( $R_{x1PPS}$ ) est spécifique à chaque instrument. Le biais engendré par la chaîne de mesure est alors défini de la manière suivante :

$$TD = AD + CD + RxD - R_{x1PPS} - Ref_{1PPS} \quad (2.14)$$

Le retard du système d'acquisition sera déterminé pour chaque fréquence du signal reçu. En l'occurrence, le retard des chaînes de réception "temps" est déterminé pour les fréquences L1 et L2 des signaux GPS et GLONASS et pour chaque code. Le retard P3 permettant de s'affranchir des effets ionosphériques, pourra être déterminé à partir de la combinaison linéaire décrite par l'expression (1.20).

## 2.3 Etalonnage en relatif : Utilisation de signaux radiodiffusés

La méthode qui est actuellement la plus largement répandue est la technique d'étalonnage en relatif qui permet de déterminer le retard entre deux ensembles de réception constitués chacun d'une antenne, d'un câble d'antenne et d'un récepteur temps. La valeur fournie par le BIPM lors des étalonnages en relatif ne prend en compte que le retard du récepteur et de l'antenne.

### 2.3.1 Principe

Cette technique consiste à comparer l'ensemble de la chaîne de réception à étalonner avec une chaîne de référence dont le retard a été déterminé de manière absolue [90]. Cette dernière circule de laboratoire en laboratoire et le délai interne de chaque chaîne est calculé puis transmis aux établissements participant aux campagnes de mesure par le BIPM. La chaîne de référence peut également ne pas être étalonnée mais dans ce cas, la détermination du retard portera sur le lien et non sur la chaîne de réception. Pour déterminer le retard d'un système d'acquisition, une mesure différentielle des valeurs de pseudo-distances acquises par la chaîne de référence et par celle du laboratoire est réalisée (Figure 2.14).

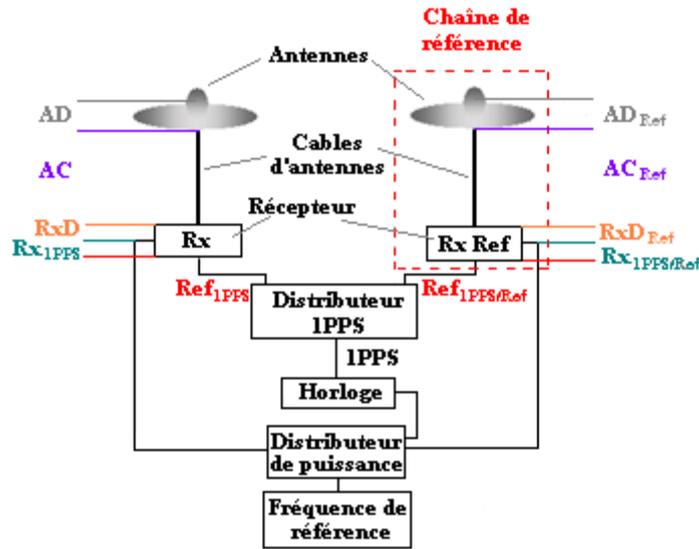


Figure 2.14 : Montage de la technique différentielle

- $AD/AD_{Ref}$  : Retard dû à la propagation du signal RF au travers des antennes de la chaîne à étalonner et de la chaîne de référence [s]
- $CD/CD_{Ref}$  : Retard dû à la propagation du signal RF au travers des câbles d'antenne de la chaîne à étalonner et de la chaîne de référence [s]
- $RxD/RxD_{Ref}$  : Retard dû à la propagation du signal RF au travers des récepteurs de la chaîne à étalonner et de la chaîne de référence jusqu'à leurs références internes [s]
- $Rx_{1PPS}/Rx_{1PPS/Ref}$  : Retard dû à la propagation du signal 1 PPS au travers des récepteurs de la chaîne à étalonner et de la chaîne de référence entre leurs bases de temps et l'entrée du signal 1 PPS [s]
- $Ref_{1PPS/Ref}$  : Retard dû à la propagation du signal 1 PPS du point de la référence du laboratoire jusqu'aux connecteurs 1 PPS des récepteurs de la chaîne à étalonner et de la chaîne de référence [s]

Lors des acquisitions, les deux unités sont synchronisées sur la même horloge. L'effet géométrique dû à la différence de positions des centres de phase des antennes doit être pris en considération. Lors des étalonnages en relatif, le résultat fourni aux laboratoires par le BIPM est généralement la somme des délais liés uniquement au récepteur et à l'antenne sauf si le délai du câble d'antenne est inconnu. Ce retard est alors déterminé de la manière suivante :

$$(AD+RxD) = \Delta Psr + (AD_{Ref}+CD_{Ref}+RxD_{Ref}-Rx_{1PPS}-Ref_{1PPS/Ref}) - (CD-Rx_{1PPS}-Ref_{1PPS}) \quad (2.15)$$

Où  $\Delta Psr$  est la moyenne de la différence de pseudo-distances acquises par les deux systèmes de mesures. Lors des campagnes d'étalonnages en relatif, les laboratoires doivent fournir un rapport de mesure détaillé où apparaissent :

- Les retards dus aux câbles entre la référence de temps du laboratoire et les connectiques des signaux 1 PPS des récepteurs ( $Ref_{1PPS/Ref}$ ,  $Ref_{1PPS}$ )

- Les délais entre les signaux 1 PPS entrant dans les récepteurs et leurs références internes ( $Rx_{1PPS/Ref}$ ,  $Rx_{1PPS}$ )
- Le temps de propagation de groupe des câbles d'antenne ( $CD_{Ref}$ ,  $CD$ )

Les étalonnages ayant fourni des résultats cohérents sont accessibles sur le site internet du BIPM. Actuellement, le récepteur de référence utilisé lors des campagnes d'étalonnage en relatif est un Dicom GTR50.

### 2.3.2 Bilan d'incertitudes

Le bilan d'incertitudes de la méthode d'étalonnage différentielle prend en compte l'étalonnage du récepteur de référence, la mesure de différence de pseudo-distances ainsi que la stabilité court-terme et long-terme des résultats. Ces campagnes de mesure ont débuté avec un récepteur Ashtech Z12-T comme récepteur voyageur qui a été étalonné en absolu par le NRL [90]. L'incertitude associée à l'étalonnage de cette chaîne de réception est de 2,3 ns (Tableau 2.1). Les incertitudes liées aux quantités  $Ref_{1PPS}$ ,  $Rx_{1PPS}$  et  $CD$  ont des effets similaires sur P1 et P2 qui peuvent donc être négligées lors du calcul d'incertitude de la différence P2-P1. L'incertitude des résultats de la méthode d'étalonnage différentielle a été estimée par le BIPM à partir des contributions suivantes :

**Tableau 2.1** : Source d'incertitude de l'étalonnage en relatif [91]

Source d'incertitude	L1 ou L2 [ns]	L1-L2 [ns]
$\Delta P_{sr}$	0,1	0,1
$(Rx_{DRef} + AD_{Ref}) (Ref)$	2,1	2,0
$(CD - Ref_{1PPS} - Rx_{1PPS}) (Ref)$	0,7	0,0
$(CD - Ref_{1PPS} - Rx_{1PPS}) (Etudié)$	0,7	0,0
<b><math>(Rx_{D} + AD)(Etudié)</math></b>	2,3	2,0

L'étalonnage des chaînes de réception ( $Rx_{D} + AD$ ) est déterminé pour chaque fréquence L1 et L2. Cependant, la plupart des utilisateurs Temps/ Fréquence réalise la combinaison linéaire de ces deux fréquences (1.20) afin de s'affranchir de l'effet ionosphérique. Il est donc possible d'exprimer P3 en fonction de P1 et P2 ou de P1 et de la différence P2-P1 :

$$P3 = \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} P1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} P2 = P1 + \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} (P2 - P1) \quad (2.16)$$

A partir de l'incertitude de P1 et de la différence P1-P2, l'incertitude P3 des étalonnages des équipements peut être déterminée à partir de la somme quadratique de ces deux erreurs et est égale à 3,8 ns. Un lien entre deux systèmes d'acquisition dont les équipements ont été étalonnés et dont les résultats sont complètement indépendants aura une incertitude de type B de 5,4 ns. Pour la réalisation de TAI, une valeur convention de l'incertitude de la mesure d'étalonnage a été fixée à 5 ns [91].

### 2.3.3 Mesures d'étalonnages en relatif

Les données et les résultats concernant tous les étalonnages successifs menés par la section temps du BIPM ont été capitalisés afin de déterminer leur stabilité dans le temps mais également pour tenter de déceler la cause de certains résultats erronés. La Figure 2.15 présente les étalonnages successifs réalisés depuis 2001 sur un récepteur Ashtech Z12-T appelé OPMT appartenant au LNE-SYRTE qui se trouve à Paris.

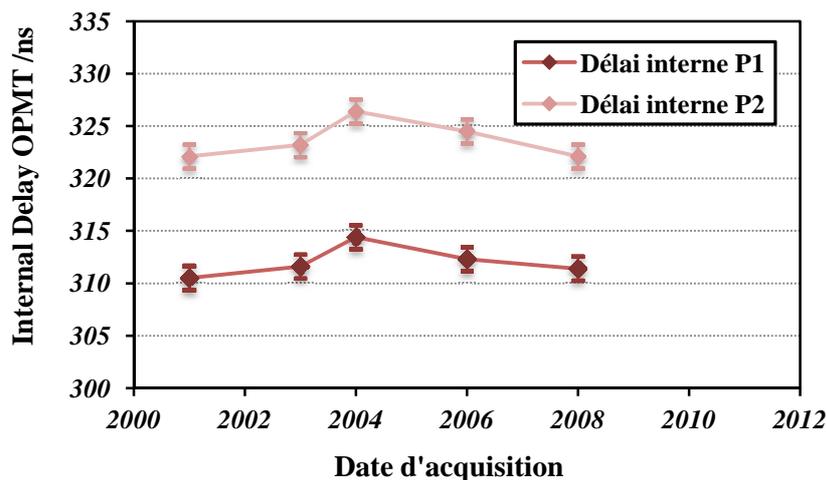


Figure 2.15 : Etalonnage en relatif du récepteur OPMT du LNE-SYRTE

Les étalonnages d'OPMT depuis 2001 montrent un biais P1-P2 constant qui est en moyenne de -11,6 ns. L'écart type des mesures est de 1,5 ns pour L1 et de 1,8 ns pour la fréquence L2. Ces valeurs sont comprises dans l'incertitude de mesure de 2,3 ns ( $k=1$ ) définie par le BIPM lors d'étalonnages relatifs [91]. On peut donc considérer que le délai interne du récepteur Ashtech Z12-T du LNE-SYRTE a un retard interne stable pour la période étudiée.

Cette technique, même si elle est actuellement la plus utilisée, reste contraignante (transport, délai, etc....) et ne permet pas à chaque laboratoire de faire des étalonnages réguliers de ses équipements. Afin de déterminer la stabilité long-terme des liens de temps, il est possible d'utiliser la méthode d'étalonnage empirique qui permet de calculer les biais instrumentaux de chaque station participant au calcul du TAI et fournissant régulièrement des données à l'IGS.

## 2.4 Etalonnage empirique : Suivi de la stabilité long-terme des étalonnages

Les biais engendrés par les chaînes de réception utilisées dans les laboratoires Temps/Fréquence sont actuellement déterminés par la méthode d'étalonnage en relatif. Ce type d'étalonnage peut difficilement être mené plus d'une fois tous les deux ans. Cependant, il est important de pouvoir déterminer la stabilité long-terme des mesures effectuées. La méthode empirique peut être une solution adaptée pour évaluer les biais instrumentaux des stations participant au calcul du TAI si celles-ci fournissent également des données à l'IGS (International GPS Service).

Cette méthode repose sur les observations du temps GPS, reporté par le BIPM mensuellement dans la circulaire T et observé par l'IGS. Elle permet de déterminer les biais de stations IGS simultanément si elles sont rattachées au TAI et que la réalisation d'UTC(k) faite localement par le laboratoire est proche d'UTC. Cette technique permet un étalonnage continu des stations et une détection rapide de la moindre anomalie.

La mise en place de l'étalonnage empirique au BIPM permettrait donc de valider les étalonnages différentiels mais aussi d'établir un suivi des biais des stations afin d'estimer leur stabilité. Le programme d'étalonnage des stations de manière empirique a été développé en 2003 par Ken Senior du NRL [63]. Des modifications y ont été apportées au cours de cette thèse pour prendre en compte les changements du calcul du temps GPS apportés par le BIPM depuis cette époque.

### 2.4.1 Principe

Un programme Matlab permet de déterminer les biais instrumentaux de plusieurs stations simultanément si les laboratoires fournissent régulièrement des données au BIPM pour le calcul du TAI et s'ils font partie du réseau IGS (*Cf. Annexe C*).

Si un récepteur géodésique est piloté par une fréquence externe relativement proche d'UTC(k), les biais instrumentaux peuvent être définis par l'expression suivante :

$$B_k = CLK(k) - UTC(k) \quad (2.17)$$

- **CLK(k)** : Produits d'horloge définis par l'IGS
- **UTC(k)** : Réalisation locale d'UTC

Dans ce cas, les biais instrumentaux représentent le retard du signal induit par la chaîne de réception du centre de phase de l'antenne jusqu'au signal de référence du laboratoire. Les produits d'horloge sont obtenus au travers d'une solution complète géodésique calculée à partir de conventions définies et utilisés par l'IGS. La précision de la détermination de ces horloges, pouvant aller de 0,12 ns pour une analyse de 24 heures jusqu'à 1 ns, dépend de la configuration de l'installation de la chaîne de réception de chaque station. Les multitrajets sont généralement la source dominante des erreurs

d'horloges. Cependant, d'autres effets comme les variations de température ou la fiabilité matérielle peuvent parfois être prédominants.

Les biais  $B_k$  prennent en compte le délai produit par le câble d'antenne, le récepteur et l'antenne de réception (CLK(k)) ainsi que l'offset présent entre la référence de temps interne du récepteur et la référence de temps du laboratoire (UTC(k)).

Il est très difficile de déterminer directement la valeur des biais instrumentaux des stations. Par contre il est possible d'estimer de manière empirique les biais instrumentaux  $B_k'$  pour les stations IGS dont les informations suivantes sont disponibles :

$$B_k' = [CLK(k)-GPST]_{IGS} - [UTC-GPST]_T + [UTC-UTC(k)]_T \quad (2.18)$$

- $[CLK(k)-GPST]_{IGS}$  : Produit d'horloge de chaque station IGS référencé par rapport au temps GPS
- $[UTC-GPST]_T$  : Différence entre le temps GPS et UTC fournie par le BIPM dans la circulaire T (Données journalières)
- $[UTC-UTC(k)]_T$  : Différence entre la réalisation locale d'UTC et l'UTC fourni par le BIPM dans la circulaire T (Données à 5 jours)

En sélectionnant les valeurs des solutions d'horloge IGS calculées autour de minuit pour des stations utilisées dans la circulaire T et en interpolant  $[UTC-UTC(k)]_T$ , il est possible de calculer  $B_k'$  pour des intervalles journaliers. L'équation (2.18) peut donc être réduite à :

$$B_k' = [CLK(k) - UTC(k)] + [GPST_T - GPST_{IGS}] \quad (2.19)$$

$$B_k' = B_k + \Delta GPST \quad (2.20)$$

Cette équation serait identique à l'équation (2.17) si les temps GPS observés et reportés par la circulaire T et l'IGS étaient identiques.

Lorsque ce programme a été écrit en 2003, il existait d'importantes différences entre les méthodes du BIPM et de l'IGS pour déterminer le temps GPS. Le BIPM suivait l'ICD GPS qui décrit l'utilisation du message de navigation alors que l'IGS produit son propre modèle et ses propres conventions. L'IGS et le BIPM utilisaient différents sous-ensembles de la constellation pour caractériser le temps GPS. C'est toujours le cas aujourd'hui. Le BIPM utilise seulement les satellites qui sont visibles au dessus de Paris car le récepteur utilisé se trouve à l'Observatoire de Paris alors que l'IGS utilise la totalité de la constellation qui est en visibilité permanente. De plus, lors du développement de ce programme, le BIPM et l'IGS utilisaient des conventions différentes pour le calcul de la différence de position entre le centre de masse et le centre de phase des antennes des satellites. Cette différence n'existe plus aujourd'hui car le BIPM utilise désormais les standards définis par l'IGS.

En prenant en compte ces considérations,  $\Delta GPST(t)$  était composé de trois paramètres :

$$\Delta_{GPST} = \Delta_{ANT} + \Delta_{DCB} + \delta \quad (2.21)$$

- $\Delta_{ANT}$  : Variations dues à la différence de méthodes pour calculer le centre de phase et le centre de masse des satellites GPS
- $\Delta_{DCB}$  : Variations dues à la convention des biais de codes différentiels
- $\delta$  : Variations quasi-aléatoires communes aux observations de  $B_k$  provenant de tous les laboratoires

La différence entre les temps GPS due aux différentes conventions de calcul pour déterminer le décalage entre le centre de masse et le centre de phase des antennes des satellites est définie par :

$$\Delta_{ANT} = \Sigma[dZ_j(IGS) - dZ_j(BIPM)] / (c * N) \quad (2.22)$$

- $j$  : Chaque satellite
- $N$  : Nombre de satellite
- $c$  : Célérité de la lumière
- $dZ_j$  : Différence entre le centre de masse du satellite et le centre de phase de l'antenne

Actuellement, le temps GPS est réalisé par le BIPM en employant les conventions fournies par l'IGS. Néanmoins, il persiste certaines différences entre les deux méthodes de calcul :

- Le sous-ensemble des satellites : Le BIPM utilise toujours uniquement les satellites visibles au dessus de Paris alors que l'IGS utilise la totalité de la constellation en visibilité permanente.
- Le code des signaux acquis : Le BIPM utilise des mesures de pseudo-distances L1 C/A tandis que l'IGS utilise des mesures de pseudo-distances P1 et P2.
- L'application des  $\Delta_{ANT}$  : Même si le BIPM et l'IGS utilisent les mêmes standards, la mise à jour des décalages centre de phase/centre de masse n'est pas actualisée en temps réel. De plus, le BIPM considère uniquement le décalage dans la direction Z (nadir) et non dans le plan (X, Y).

L'utilisation de sous-ensembles de satellites différents est négligeable car le temps GPS rapporté dans la Circulaire T est donné quotidiennement et correspond à un résultat de filtrage. Il utilise tous les satellites visibles à 0h TU mais également plusieurs heures avant et après. La différence du retard électrique dans le système de transmission crée un biais systématique spécifique à chaque satellite entre les observables P1 et C/A. Cependant, il n'y a pas d'effets sur le  $\Delta_{GPS}$  car le biais (P1-C/A) contenu dans les DCB utilisés par l'IGS a par convention une moyenne égale à zéro sur toute la constellation. La mise à jour tardive de la correction centre de phase/centre de masse peut entraîner un biais potentiel de l'ordre de quelques centaines de picosecondes dont l'effet reste en moyenne négligeable.

Les différences entre ces deux méthodes de détermination du temps GPS ne sont pas significatives. Elles ne contribuent pas à la divergence des temps GPS calculés par l'IGS et le BIPM mais causent des variations quasi-aléatoires à court terme. Quand les séries temporelles de biais empiriques de stations sont disponibles, les variations  $\delta(t)$  peuvent être déterminées par itérations du processus qui minimise la variance de chaque  $B_k$  pour toutes les stations simultanément :

$$B_k = B_k'(t) - \delta(t) \quad (2.23)$$

#### 2.4.2 Exemple du suivi de la stabilité des étalonnages

Le programme d'étalonnage empirique écrit par Ken Senior permet de déterminer les biais instrumentaux des stations : du centre de phase de l'antenne jusqu'au signal de référence du laboratoire. Il fournit les valeurs moyennes des biais instrumentaux estimés ( $B_k'$ ) et corrigés ( $B_k$ ) en utilisant les produits rapides et finaux des produits IGS, le nombre de jours de données utilisé ainsi que l'écart type de l'étalonnage. Le Tableau 2.2 présente les résultats d'étalonnage des sites de l'Observatoire de Belgique (BRUS), de la PTB (PTBB) et de la station de Chung-Li en Chine (TWTF) pour la période du 07 novembre 2000 (MJD 51855) au 29 mars 2004 (MJD 53093) extraits de la référence [92]. Tous les résultats présentés ici sont dérivés d'acquisitions réalisés avec des chaînes de réception constituées de récepteurs Ashtech Z12-T. Le réseau utilisé pour ce calcul est constitué des stations suivantes : Turin en Italie (IENG), Mendeleevo en Russie (MDVO), Mizusawa au Japon (MIZU), Ottawa au Canada (NRC1), Oberpfaffenhofen en Allemagne (OBE2), près de Budapest en Hongrie (PENC), San Fernando en Espagne (SFER), Boras en Suède (SPT0), Toulouse en France (TLSE), Colorado Springs aux Etats Unis (AMC2), Bruxelles en Belgique (BRUS), Teddington au Royaume-Uni (NPLD), Washington aux Etats Unis (USNO et USN1), Borowiec en Pologne (BOR1), Koganei au Japon (KGN0), Braunschweig en Allemagne (PTTB) et Chung-Li en Chine (TWTF).

Tableau 2.2 : Etalonnage empirique pour trois stations

MJD	Valeur		Bk'[ns]		$\sigma$ Bk' [ns]		Bk [ns]		$\sigma$ Bk [ns]	
	Rap.	Fin.	Rap.	Fin.	Rap.	Fin.	Rap.	Fin.	Rap.	Fin.
<b>Station : BRUS</b>										
52213-52354	126	4	452,99	452,10	2,19	0,97	447,51	448,13	1,52	0,99
52383-52419	35	0	598,27		3,92		593,24		2,17	
52420-52883	445	377	585,03	584,92	3,54	2,85	580,63	580,34	2,46	2,16
52884-53093	206	191	574,63	574,47	2,29	2,45	570,06	569,94	1,11	1,17
<b>Station : PTBB</b>										
52922-52987	12	0	518,66		2,10		514,93		1,27	
52991-53093	59	79	525,16	524,64	2,34	2,11	518,45	518,41	1,31	1,32
<b>Station : TWFT</b>										
52415-52453	32	33	300,59	299,81	3,59	4,23	297,38	295,70	2,98	2,95
52483-52561	66	78	*	*	*	*	*	*	*	*
52563-52605	39	42	296,33	296,34	3,51	3,52	291,51	291,74	2,31	2,15
52606-52739	127	133	283,94	283,95	3,35	3,44	278,49	278,56	2,53	2,87
52751-52788	33	34	328,04	327,75	3,12	3,01	324,38	323,97	2,31	2,15
52789-53093	273	287	315,41	315,42	2,87	2,88	311,12	311,04	2,32	2,13

\* Valeurs aberrantes

Ce tableau met en lumière le fait que les données nécessaires à ce calcul ne sont pas disponibles tous les jours. Les résultats se présentent donc sous forme de moyennes de biais instrumentaux associées à un écart type pour chaque période sans discontinuités de données. Les valeurs présentées ont été calculées avant et après l'application de la correction due aux phénomènes quasi-aléatoires pour les produits rapides et finaux. Les étalonnages portent sur une période de plus de 3 ans.

Un saut de valeur est identifiable lors de l'étalonnage de la station de l'Observatoire de Belgique entre le MJD 52354 et le MJD 52383. Ce biais n'a jamais été expliqué. Les autres fluctuations peuvent être expliquées par des changements de configurations au sein des laboratoires, à des extinctions et rallumage des équipements ou tout simplement aux variations saisonnières de la température. Les étalonnages définis à partir des produits rapides et finaux de l'IGS concordent. En effet la moyenne globale de la différence des écarts rapides et finaux est de 0,24 ns avec un écart type de 0,5 ns.

### 2.4.3 Bilan d'incertitudes

Pour les périodes où les données sont disponibles sans discontinuités, le programme d'étalonnage empirique permet de calculer la moyenne des biais instrumentaux des stations ainsi que l'écart type qui lui est associé. Cette valeur représente l'incertitude de la mesure qui est en moyenne de 2,88 ns avant la correction des phénomènes quasi-aléatoires et de 2,04 ns après l'application de cette correction. Cette méthode permet donc de fournir un suivi de stabilité des stations avec une incertitude inférieure à 3 ns.

## 2.5. Etalonnage en absolu : Utilisation de signaux simulés

Les systèmes d'acquisition GNSS utilisés dans le cadre de comparaison d'horloges doivent être étalonnés. Depuis 2001, une méthode complémentaire à la méthode d'étalonnage en relatif est développée dans certains laboratoires : la méthode d'étalonnage en absolu.

Depuis 2005, le CNES développe cette technique qui consiste à étalonner indépendamment chaque élément de la chaîne de réception en utilisant des signaux simulés [62]. Lors de l'étalonnage du récepteur, le signal est généré par un simulateur de signaux GNSS alors que le retard électrique interne du câble et de l'antenne sont déterminés grâce à un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV). Il est également possible de déterminer le retard du système d'acquisition complet (récepteur + câble + antenne) à l'aide d'un simulateur de signaux GNSS.

### 2.5.1 Etat de l'art

Les méthodes d'étalonnage en absolu mises en place dans différents laboratoires Temps/Fréquence sont actuellement toutes basées sur le même principe. Les premières descriptions de la technique d'étalonnage en absolu ont été faites par le NRL (Naval Research Laboratory) en 2001 [90]. Les mesures de retard portent sur une chaîne de réception appartenant au BIPM dont le récepteur est un Ashtech Z12-T. Ce système d'acquisition a ensuite été utilisé comme système de référence pour les étalonnages en relatif. Le Tableau 2.3 détaille le budget d'incertitude relatif à cette mesure.

**Tableau 2.3 :** Budget d'erreur de l'étalonnage d'une chaîne de réception réalisé par le NRL [90]

<b>Etalonnage</b>	<b>Erreur (ns 1<math>\sigma</math>)</b>
<i>Simulateur</i>	1,0
<i>Câble</i>	0,5
<i>Antenne</i>	2,0
<i>Référence Ashtech</i>	0,3
<i>Erreur de désadaptation</i>	1,0
<b>Total (RSS)</b>	<b>2,5</b>

A la même période, l'étalonnage en absolu de systèmes de réception GNSS a aussi fait l'objet d'une thèse au sein de l'Université du Colorado [93] et de publications associées [94][95]. Le Tableau 2.4 présente le bilan d'incertitudes estimé par l'Université du Colorado pour l'étalonnage d'un récepteur Ashtech Z12-T.

**Tableau 2.4 :** Budget d'erreur de l'étalonnage d'un récepteur Ashtech Z12-T estimé par l'Université du Colorado [95]

Source d'erreur	Estimation [ns]
<i>Tick-to-Phase</i>	0,2
<i>Etalonnage du simulateur</i>	0,2
<i>Retard des blocs RF</i>	0,1
<i>Retard dans les connecteurs</i>	0,1
<i>Retard dans le bloc DC</i>	0,1
<i>Exactitude du simulateur</i>	1,0
<i>Synthétiseur de fréquence</i>	0,2
<b>Somme quadratique</b>	<b>1,1</b>

Le bilan d'incertitudes estimé par l'Université du Colorado pour l'étalonnage d'un système d'acquisition GPS incluant un récepteur AshtechZ12-T est détaillé dans le Tableau 2.5.

**Tableau 2.5 :** Budget d'erreur de l'étalonnage d'une chaîne de réception estimé par l'Université du Colorado [95]

Source d'erreur	Estimation L1 [ns]	Estimation L3 [ns]
<i>Antenne</i>	0,2	0,6
<i>Câble d'antenne</i>	0,1	0,3
<i>Récepteur</i>	1,1	3,3
<i>Tick-to-Phase</i>	0,2	0,2
<i>Lien 1 PPS</i>	0,1	0,1
<b>Somme quadratique</b>	<b>1,1</b>	<b>3,4</b>

En 2005, le CNES a aussi commencé à étudier cette méthode d'étalonnage [96]. Le Tableau 2.6 présente le bilan d'incertitudes d'étalonnages calculé pour deux types de récepteurs, un récepteur Septentrio PolaRx2 et un récepteur Ashtech Z12-T :

**Tableau 2.6 :** Budget d'incertitudes d'étalonnages des récepteurs réalisés par le CNES [97]

Postes d'incertitudes	Ashtech Z12-T	Septentrio Rx
<i>Câbles RF/IPPS</i>	0,11	0,22
<i>Simulateur</i>	0,35	0,35
<i>Différence de pseudo-distances</i>	0,16	0,06
<b>Total</b>	<b>0,40</b>	<b>0,42</b>

La même année, le DLR (Agence Spatiale Allemande) a présenté les résultats d'étalonnages réalisés dans leur laboratoire sur le même type de récepteur, un Ashtech Z12-T et deux Septentrio PolaRx2 avec le bilan d'incertitudes suivant [98] :

**Tableau 2.7 :** Budget d'erreur d'étalonnages de récepteurs réalisés par le DLR

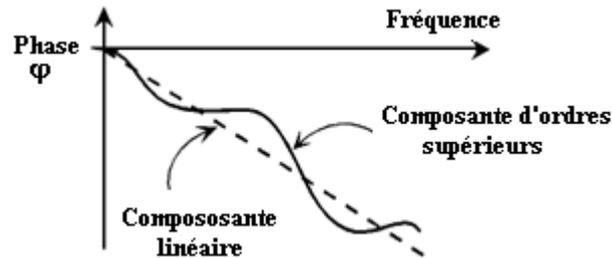
Récepteurs	Incertitude d'étalonnage	
	P1/σ [ns]	P2/σ [ns]
<i>PolaRx2-1</i>	0,4	0,4
<i>PolaRx2-2</i>	0,4	0,4
<i>Ashtech Z12-T</i>	0,4	0,4

Le NRL et l'Université du Colorado ont été précurseurs dans le développement de la méthode d'étalonnage en absolu. Le CNES a aussi décidé de développer cette technique afin de permettre aux laboratoires européens de métrologie d'être dotés d'un moyen complémentaire d'étalonnage de leurs chaînes de réception GNSS.

Les sections suivantes présentent le principe détaillé des méthodes permettant de définir le retard électrique interne de chaque élément d'un système d'acquisition GNSS.

### 2.5.2 Méthode d'étalonnage en absolu d'un câble d'antenne

L'étalonnage du câble d'antenne consiste à mesurer le temps de propagation de groupe du câble. On appelle "temps de propagation de groupe" (ou TPG) la valeur du délai temporel engendré par la propagation d'un signal dans une chaîne de communication. Il est défini comme étant la dérivée de la caractéristique de la phase par rapport à la fréquence (Figure 2.16) :



**Figure 2.16 :** Définition du Temps de Propagation de Groupe

$$TPG = \tau = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (2.24)$$

- **TPG** : Temps de propagation de groupe [s]
- **dφ** : Dérivé de la phase [rad]
- **dω** : Dérivé de la fréquence [rad/s<sup>-1</sup>]

$$TPG = \tau = \frac{-1}{360} \frac{d\varphi}{df} \quad (2.25)$$

- **dφ** : Dérivé de la phase [Degrés]

-  $df$  : Dérivé de la fréquence [Hz]

La caractéristique de la phase peut être séparée en une composante linéaire et des composantes d'ordres supérieurs. La composante linéaire peut être attribuée à la longueur électrique de l'élément et représente le temps moyen de propagation du signal. Les composantes d'ordres supérieurs sont interprétées comme étant des variations du temps de traversée du signal pour différentes fréquences et représentent une source de distorsion du signal.

L'utilisation d'un Analyseur de Réseau Vectoriel est recommandée lors de la détermination du TPG d'un câble d'antenne. Cet équipement permet de déterminer le temps de propagation d'un élément en réalisant une mesure soit dans le domaine fréquentiel soit dans le domaine temporel en calculant la transformée de Fourier inverse. Il peut également permettre de vérifier que les propriétés du câble n'ont pas été altérées. Pour chaque fréquence L1 (1,57542 GHz) et L2 (1,22760 GHz), le retard du câble correspond à la moyenne des mesures dans une bande de fréquence de 20 MHz centrée autour de L1 ou L2. Cette valeur a été choisie car elle correspond à la bande passante de la majorité des récepteurs temps.

### 2.5.3 Méthode d'étalonnage en absolu d'un récepteur temps

Les données acquises par un récepteur "temps" sont référencées à sa base de temps interne. L'étalonnage de ce type d'équipement consiste donc à déterminer le retard électrique du signal entre la connectique fournissant les signaux RF et sa référence interne.

Le principe de cette mesure est basé sur la disposition d'un signal GNSS vierge de bruits ou de délais électriques en amont de l'entrée de l'équipement [90][93][96][97]. Un tel signal peut être généré par un simulateur de signaux GNSS. Pour ce faire, l'opérateur configure un scénario de simulation permettant de s'affranchir des bruits ou des délais électriques classiquement rencontrés lors d'acquisitions avec des signaux radiodiffusés (ionosphère, troposphère, antenne, multitrajets, etc....).

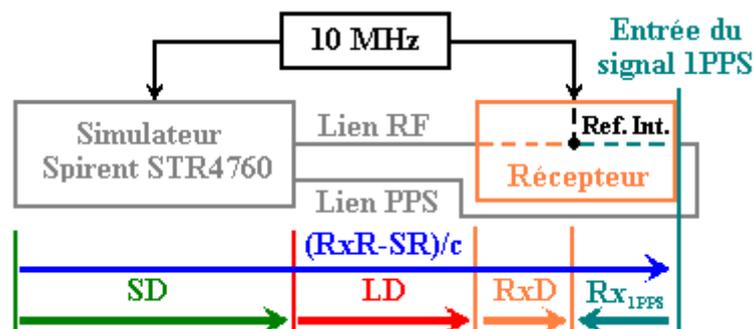


Figure 2.17 : Principe d'étalonnage en absolu du récepteur

L'étalonnage du récepteur est donc basé sur les mesures de pseudo-distances fournies par le simulateur et acquises par le récepteur. Le retard interne du récepteur est régi par l'équation suivante :

$$RxD = \frac{RxR - SR}{c} - SD - LD + Rx_{1PPS} \quad (2.26)$$

- **RxD** : Retard interne du récepteur [ns]
- **RxR** : Pseudo-distance fournie par le récepteur [m]
- **SR** : Pseudo-distance simulée par le simulateur [m]
- **c** : Célérité de la lumière ( $299\,792\,458\text{ m.s}^{-1}$ )
- **SD** : Retard interne du simulateur [ns]
- **LD = LD<sub>RF</sub> - LD<sub>1PPS</sub>** : Retard dû aux liaisons physiques (1 PPS, L1/L2) entre le simulateur et le récepteur (câbles basse et haute fréquences, atténuateurs, bloc DC) [ns]
- **Rx<sub>1PPS</sub>** : Délai entre la référence interne du récepteur et sa connectique fournissant le signal 1 PPS externe [ns]

La méthode permettant de calculer le retard électrique interne du récepteur peut se décomposer en cinq étapes :

- La détermination du retard interne du simulateur de signaux par la méthode de corrélation (SD)
- La caractérisation de la différence entre le signal 1PPS et la base de temps interne du récepteur (Rx<sub>1PPS</sub>)
- La mesure du retard dû aux éléments assurant le lien basse fréquence et haute fréquence entre le simulateur et le récepteur (LD)
- Le calcul de la différence entre les pseudo-distances du récepteur et du simulateur (RxR-SR)
- La détermination du retard électrique interne du récepteur (RxD)

Sensibles aux variations de température, le simulateur ainsi que le ou les récepteurs à étudier sont systématiquement placés dans une pièce où la température est réglée à 293 K (20°C) avec une déviation maximale de  $\pm 1$  K [99].

#### o Détermination du retard interne du simulateur (SD)

Un simulateur GNSS peut reproduire les signaux des constellations de navigation ainsi que tous les facteurs de bruit qui peuvent être rencontrés lors d'acquisitions de signaux radiodiffusés. Le simulateur utilisé au CNES est un Spirent STR4760 générant des signaux GPS aux fréquences L1 (1,57 GHz) et L2 (1,22 GHz) [100]. Les porteuses de chaque satellite sont modulées par une séquence pseudo-aléatoire identifiée par un numéro de PRN (Pseudo Random Noise) qui lui est exclusif (*Cf. Annexe A*).

La mesure du retard interne du simulateur consiste à évaluer la différence entre une transition de code synchronisée avec un signal 1 PPS fourni par le simulateur. Ce retard correspond à la différence de temps entre le front montant du signal 1 PPS issu du simulateur et la première transition de code (passage à zéro) générée immédiatement

après. En simulant le code de l'une des fréquences d'un seul satellite et en amplifiant ce signal, il est possible de le visualiser à l'oscilloscope. L'étalonnage du simulateur est réalisé en utilisant le code C/A car il a une période d'une milliseconde qui permet une acquisition simplifiée.

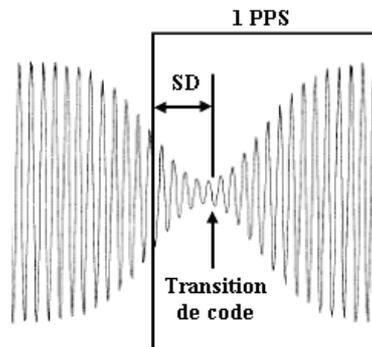


Figure 2.18 : Mesure du retard interne du simulateur

Le retard interne du simulateur est déterminé à chaque mesure d'étalonnage de récepteurs pour éliminer la dispersion de la mesure due à sa sensibilité thermique. La Figure 2.19 représente le schéma de principe de l'étalonnage du simulateur :

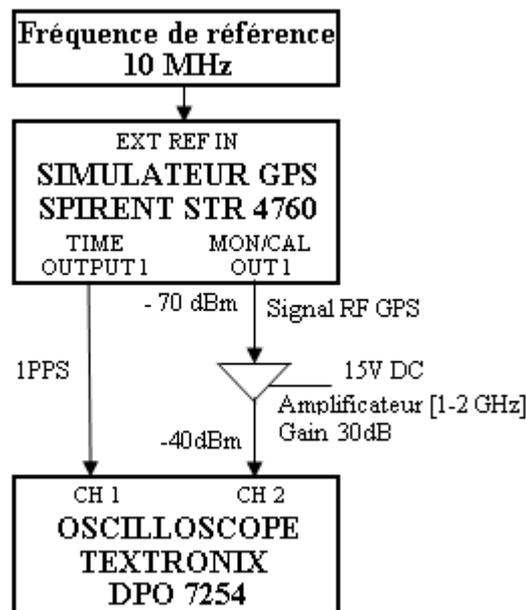


Figure 2.19 : Principe du banc de mesure de l'étalonnage du simulateur

Le port du simulateur utilisé pour générer le signal GPS, génère un signal amplifié de 60 dB par rapport au niveau de base fourni par l'équipement (-130 dBm). Ce niveau n'est pas suffisant pour visualiser le signal. Un isolateur (Trak SN981 [1-2 GHz]) et un amplificateur faible bruit de 30 dB de gain (Mitek SN252196 [1-2 GHz]) sont donc utilisés lors de cette mesure pour permettre l'acquisition du signal à l'oscilloscope.

L'amplificateur utilisé a un faible facteur de bruit<sup>7</sup> afin de ne pas dégrader la qualité du signal. Le choix de ce matériel (fabricant et bande de fréquence d'utilisation) est très important car c'est cet élément qui induit le plus de bruit dans ce lien.

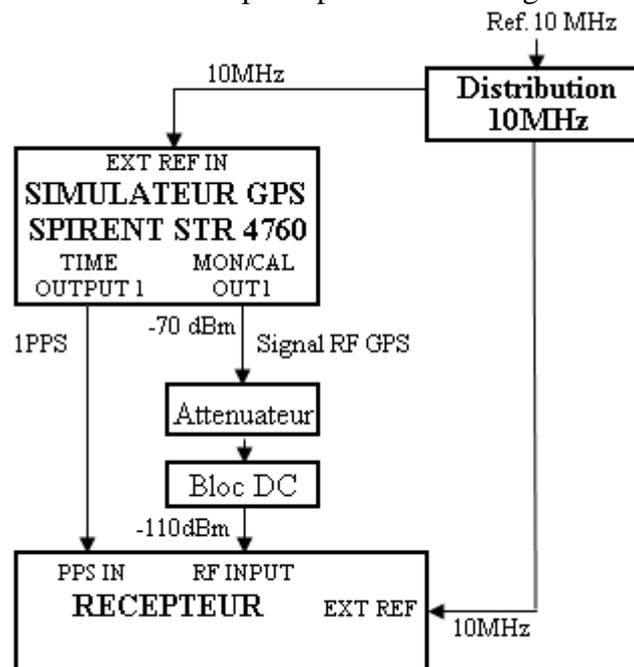
- **Détermination de la différence entre le signal 1PPS et la base de temps du récepteur ( $R_{X1PPS}$ )**

Cette valeur dépend de chaque type de récepteur et sa définition est généralement fournie par le constructeur. Les méthodes employées pour déterminer les valeurs de ce paramètre pour les récepteurs utilisés au cours des travaux de cette thèse sont présentées dans la section 2.1.2.

- **Détermination des différences de pseudo-distances ( $R_{XR-SR}$ )**

Cette mesure représente la base de la méthode d'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception GNSS. Elle consiste à déterminer la différence de pseudo-distances simulées par le simulateur et acquises par le récepteur afin de définir le retard interne du récepteur.

La Figure 2.20 représente le schéma de principe de l'étalonnage du récepteur.



**Figure 2.20** : Principe du banc de mesure d'étalonnage d'un récepteur

<sup>7</sup> Le facteur de bruit est le rapport entre les rapports signal sur bruit en sortie et en entrée qui caractérise donc la dégradation apportée par un élément

Le niveau de puissance du signal délivré par le simulateur doit être atténué afin de correspondre au niveau de réception acceptable par le récepteur (-110 dBm). Le lien RF comporte également un bloc DC pour filtrer la composante continue du signal<sup>8</sup> qui pourrait créer des interférences avec le simulateur, voir l'endommager.

Chaque lien assurant le transport d'un signal (RF ou 1 PPS) devra être pris en compte lors de la détermination du retard électrique du récepteur.

Pour étalonner un récepteur, il est nécessaire de calculer la différence entre les pseudo-distances acquises par le récepteur et celles simulées par le générateur de signaux.

Les récepteurs de navigation ne permettent pas uniquement de délivrer des informations concernant leur position. S'ils sont associés à un logiciel, ils peuvent fournir des mesures de phase, de pseudo-distances utilisant le code C/A et/ou le code P, de décalages en fréquence liés à l'effet Doppler et du rapport signal à bruit de la mesure. Ces valeurs sont fournies pour chaque satellite, à chaque fréquence et pour un certain intervalle de temps dans un format de fichier spécifique appelé Rinex (Receiver INdependent EXchange Format).

Le simulateur génère un fichier au format Spirent qui est une matrice de 25 colonnes dont la première indique le temps et dont les 24 suivantes correspondent aux pseudo-distances entre chaque satellite de la constellation et la position du récepteur simulées par le générateur de signaux. Le nombre de lignes correspond au nombre d'acquisitions. Un programme spécifique a été conçu afin d'extraire les données nécessaires des fichiers fournis par le récepteur et par le simulateur, de les mettre en forme et de réaliser la différence. On obtient alors une matrice résultat qui donne le temps de propagation en seconde entre le récepteur et chaque satellite pour chaque point d'acquisition et pour chaque satellite.

#### ○ Détermination du retard des éléments passifs du système (LD)

Chaque élément de la chaîne d'acquisition engendre un retard dont il faudra tenir compte lors de l'étalonnage des équipements. Il est donc nécessaire de définir les retards induits par la propagation des signaux RF et 1 PPS au travers de différents câbles utilisés. Le retard dû à la propagation du signal dans les liens hautes-fréquences sera déterminé à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel en appliquant la même méthode que pour la mesure du TPG du câble d'antenne (*Cf. section 2.5.2*). Le retard des liens basses fréquences (1 PPS) peut être déterminé grâce à un compteur d'intervalle de temps (TIC) aussi appelé intervallo-mètre. Cet appareil permet de mesurer la différence de temps entre deux signaux arrivant sur ses deux ports d'acquisition. Au CNES, les compteurs d'intervalle de temps utilisés sont des Stanford Research Systems 620 [101].

Le retard des éléments passifs du système est donc déterminé de la façon suivante :

---

<sup>8</sup> Les antennes de réception de signaux de navigation comportent généralement des amplificateurs qui sont alimentés par un signal généré par le récepteur. Ce signal est transmis à l'antenne au travers du câble d'antenne.

- Pour l'étalonnage du récepteur :  $LD = LD_{HF} - LD_{BF}$
- Pour l'étalonnage du simulateur :  $LD = LD_{HFSI} - LD_{BFSI}$

La méthode la plus communément utilisée pour déterminer le retard du signal traversant un câble est la méthode en simple pesée. Cette technique nécessite un signal 1 PPS scindé en deux par un connecteur T pour être injecté à la fois sur la voie A de l'intervallomètre et sur une des extrémités du câble à mesurer. L'autre extrémité du câble est alors reliée à la voie B de l'appareil (Figure 2.21). Le délai entre la voie A et la voie B permet donc de déterminer le retard du signal dû à la propagation dans le câble à étalonner (DUT).

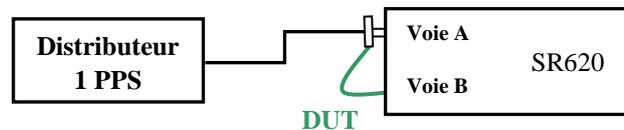


Figure 2.21 : Principe de la mesure en simple pesée

#### o Détermination du retard électrique interne du récepteur (RxD)

Le retard électrique interne du récepteur est égal à la moyenne de la différence des pseudo-distances pour chaque satellite pendant toute la période d'acquisition divisée par la célérité de la lumière à laquelle sont soustraits les retards de câbles et du simulateur. Il est ensuite nécessaire de corriger le résultat obtenu du biais induit par la différence entre la base de temps du récepteur et le signal 1PPS. Cette opération permet de rattacher les valeurs acquises par le récepteur au temps généré par le laboratoire.

### 2.5.4 Méthode d'étalonnage en absolu d'une antenne GNSS

L'étalonnage d'une antenne consiste à estimer le temps mis par le signal pour traverser celle-ci. Il est donc nécessaire de définir les "bornes d'accès" du signal lorsqu'il parcourt cet équipement. Une antenne permet la transition entre un milieu où l'onde électromagnétique est guidée (câble) et un milieu où l'onde se propage librement (air). La première borne d'accès est donc l'interface entre l'antenne et le connecteur d'accès (connexion au câble d'antenne). La seconde borne d'accès est définie par le centre de phase.

Une antenne GNSS est polarisée circulairement et est généralement couplée à un système de filtrage et d'amplification. La présence d'un amplificateur impose d'utiliser une mesure en transmission lors de l'étalonnage de cet équipement car le signal ne peut pas traverser l'antenne réciproquement. Dans cette configuration présentée à la Figure 2.22, une mesure du temps de propagation de groupe en transmission entre les deux ports d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV) est effectuée. Le signal fourni par l'ARV est diffusé par une antenne émissive à la borne d'accès d'une antenne réceptrice (élément à étalonner) puis retransmis à l'analyseur de réseau.

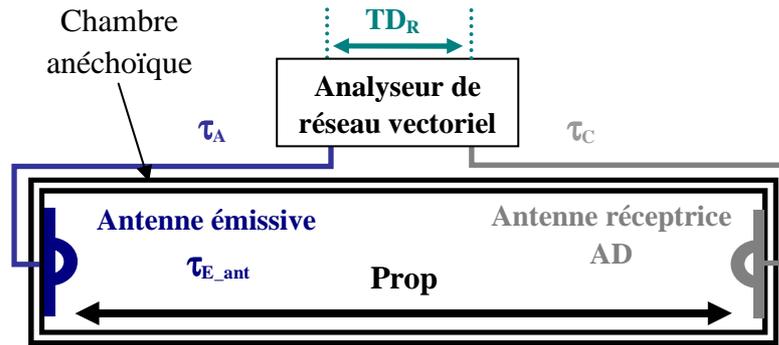


Figure 2.22 : Mesure en transmission du retard d’une antenne

Le retard électrique interne de l’antenne est alors défini par l’équation suivante :

$$AD = TD_R - \tau_A - \tau_{E\_ant} - Prop - \tau_C \tag{2.27}$$

- **AD** : Temps de propagation de l’antenne à étalonner [ns]
- **TD<sub>R</sub>** : Retard total d’une mesure en transmission [ns]
- **τ<sub>E\_ant</sub>** : Temps de propagation de groupe de l’antenne émissive [ns]
- **τ<sub>x</sub>** : Temps de propagation de groupe des câbles A et C [ns]
- **Prop** : Retard dû à la traversée dans l’air du signal [ns]

$$Prop = \frac{Distance}{Vitesse} \tag{2.28} \quad \text{Avec} \quad Vitesse = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \tag{2.29}$$

- **Distance** : Distance entre l’antenne émettrice et l’antenne réceptrice [m]
- **Vitesse** : Vitesse de propagation de l’onde [m.s<sup>-1</sup>]
- **c** : Célérité de la lumière (299 792 458 m.s<sup>-1</sup>)
- **ε<sub>r</sub>** : Permittivité relative de l’air (1)

Pour réaliser l’étalonnage d’une antenne GNSS active par la mesure en transmission, le retard de l’antenne émissive doit nécessairement être connu; elle doit donc être étalonnée. Pour cela on peut utiliser deux méthodes : en réflexion ou en transmission. Dans les deux cas, cette antenne doit nécessairement être passive.

Pour une mesure en transmission, le retard électrique interne de l’antenne émissive est défini par l’équation suivante si les deux antennes sont identiques :

$$\tau_{E\_ant} = (TD_R - \tau_A - Prop - \tau_C) / 2 \tag{2.30}$$

Si les antennes utilisées sont différentes, on peut tout de même déterminer le biais d’une antenne utilisée comme antenne émissive par la méthode de triangulation.

Pour une mesure en réflexion, le signal émis par l’antenne est réfléchi sur sa borne d’entrée lorsqu’un court circuit est placé en aval de sa borne de sortie à une distance connue.

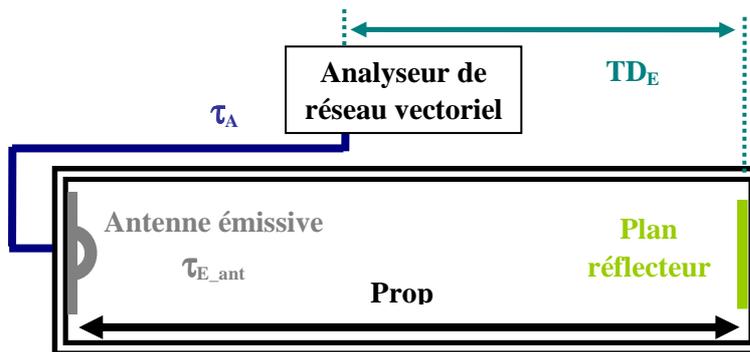


Figure 2.23 : Mesure en réflexion du retard d'une antenne passive

Dans cette configuration, le retard de l'antenne émissive est défini par l'équation suivante :

$$\tau_{E_{ant}} = (TD_R - \tau_A - Prop - \tau_c) / 2 \quad (2.31)$$

- $\tau_{E_{ant}}$  : Temps de propagation de groupe de l'antenne émissive à mesurer [ns]
- $TD_E$  : Retard total d'une mesure en réflexion [ns]
- $\tau$  : Temps de propagation de groupe du câble A [ns]
- **Prop** : Retard dû à la propagation dans l'air du signal [ns]

Des bancs d'étalonnages ont été mis en place pour déterminer indépendamment le retard interne des récepteurs, des antennes et des câbles. Toutefois, il est également possible de mesurer le retard de la chaîne de réception complète.

### 2.5.5 Méthode d'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception complète

En sommant le retard interne de chaque élément d'une chaîne de réception, on peut déterminer le retard global d'un système d'acquisition. Il est aussi possible d'étalonner en absolu la chaîne de réception complète en combinant le banc d'étalonnage des récepteurs et des antennes.

Cette méthode consiste à transmettre un signal simulé par un générateur de signaux GPS grâce à une antenne émettrice afin qu'il soit acquis par une chaîne de réception complète comme le montre la Figure 2.24 [102]. Sur cette figure, la chambre anéchoïque dans laquelle se trouvent les antennes n'a pas été représentée.

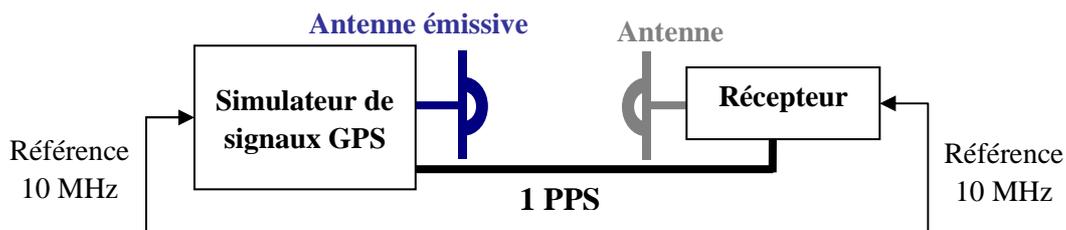


Figure 2.24 : Principe de la mesure en absolu de l'ensemble récepteur/antenne

Ce banc permet de déterminer le retard de la chaîne de réception complète. Or, dans ce cas, seul l'antenne et le récepteur ont été étalonnés comme c'est le cas pour les étalonnages BIPM. Un câble court de 2 mètres a été utilisé pour connecter l'antenne et le récepteur. Cette décision a été motivée par l'apport potentiel du bruit amené par l'utilisation du câble d'antenne.

La somme des retards de l'antenne et du récepteur mesuré grâce au banc d'étalonnage développé à cet effet est définie de la manière suivante :

$$RxD + AD = \frac{RxR - SR}{c} - SD - LD + Rx_{1PPS} - \tau_{E\_ant} - Prop \quad (2.32)$$

- **RxD** : Retard interne du récepteur [ns]
- **RxR** : Pseudo-distance fournie par le récepteur [m]
- **SR** : Pseudo-distance simulée par le simulateur [m]
- **c** : Célérité de la lumière (299 792 458 m.s<sup>-1</sup>)
- **SD** : Retard interne du simulateur [ns]
- **LD = LD<sub>RF</sub> - LD<sub>1PPS</sub>** : Retard dû aux liaisons physiques (1 PPS, L1/L2) entre le simulateur et le récepteur [ns]
- **AD** : Temps de propagation de l'antenne à étalonner [ns]
- **$\tau_{E\_ant}$**  : Temps de propagation de groupe de l'antenne émissive [ns]
- **Prop** : Retard dû à la traversée dans l'air du signal [ns]

## 2.6 Confrontation des méthodes

La méthode en relatif développée par le BIPM présente certains avantages. En effet, elle est actuellement considérée comme un standard et est utilisée par la plupart des laboratoires Temps/Fréquence. Cette technique est éprouvée grâce aux campagnes d'étalonnages réalisées depuis 2001 pour le code P des fréquences L1 et L2 [58]. Elle a également des inconvénients surtout au point de vue logistique : comme il n'existe qu'une seule chaîne d'étalonnage de référence, les équipements des laboratoires peuvent difficilement être étalonnés plus d'une fois tous les deux ans. De plus, le système de mesure voyageant sans cesse, le risque d'endommagement est important. Les équipements pourraient, après un choc, avoir un comportement différent qui modifierait la valeur de leur retard. De plus, cette méthode a un bilan d'incertitudes qui est plus élevé que la méthode en absolu (2,3 ns) [91] alors que la méthode de l'Université du Colorado atteint une incertitude de 1 ns [95]. Les conditions de température et d'humidité lors des différentes campagnes d'étalonnage ne correspondent pas forcément aux conditions dans lequel l'équipement voyageur a lui même été étalonné. Cela peut apporter un biais à la mesure qui n'est peut-être pas négligeable [103]. Cette méthode a aussi l'inconvénient de ne pas être modulaire. Lorsqu'un seul des éléments de la chaîne est remplacé (antenne ou récepteur) il est nécessaire de refaire un étalonnage complet.

Bien que la méthode en absolu soit peu utilisée, cette technique est robuste et précise. Elle est également plus souple car elle permet d'étalonner soit chaque élément du système d'acquisition indépendamment soit sa totalité. Par contre, elle ne donne pas la possibilité pour le moment de déterminer le retard des chaînes de réception opérationnelles dont les acquisitions ne peuvent être interrompues. Dans un premier temps, l'étalonnage en absolu ne pourra donc porter que sur des chaînes qui tendent à devenir opérationnelles ou sur un autre système d'acquisition du laboratoire qui deviendra sa chaîne de référence. De plus, cette méthode ne permet pas actuellement de déterminer le retard de l'antenne en conditions réelles puisque celle-ci doit être placée dans une chambre anéchoïque. Un autre inconvénient est le coût des équipements nécessaire à la mesure, notamment le simulateur et l'analyseur de réseau, qui est très élevé comparé à celui de la méthode en relatif.

Le Tableau 2.8 présente une synthèse des points forts et des points faibles de chacune des techniques.

**Tableau 2.8 :** Confrontation des méthodes d'étalonnage en relatif et en absolu

Techniques	Avantages	Inconvénients
<i>Différentielle</i>	Standard Eprouvée Coût	Logistique Stabilité du retard de la chaîne de référence Périodicité des étalonnages $\sigma = 2,3 \text{ ns (k=1)}$
<i>Absolute</i>	Souple Robuste $\sigma = 1 \text{ ns (k=1)}$	Peu utilisée Coût Actuellement inadaptée aux chaînes de réception opérationnelles Actuellement inadaptée à l'étalonnage de l'antenne en condition réelles d'utilisation

## Conclusion

Les méthodes d'étalonnage en relatif et en absolu montrent des avantages et des inconvénients très différents. Il peut devenir très intéressant pour les laboratoires de combiner ces deux techniques afin d'étalonner leur équipement plus régulièrement avec une exactitude accrue.

Depuis 2005, le CNES a décidé de développer un moyen d'étalonnage en absolu des chaînes de réception dédiées au transfert de temps. Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans cette problématique. Son objectif final est double :

- Permettre aux laboratoires européens de métrologie de pouvoir se doter d'un moyen supplémentaire d'étalonnage des chaînes de réception GNSS en développement un banc d'étalonnage transportable
- Démontrer la performance ultime atteignable avec la méthode d'étalonnage en absolu. Pour cela, chaque banc de mesure dédié à l'étalonnage des récepteurs, des câbles d'antenne et des antennes doit être optimisé afin que le bilan d'incertitudes global soit inférieur à une nanoseconde.

## Chapitre 3

# Optimisation de la méthode d'étalonnage en absolu

L'objectif de la méthode d'étalonnage en absolu des chaînes de réception GNSS développée par le CNES vise à atteindre des performances métrologiques en ayant une incertitude globale inférieure à la nanoseconde. Pour cela, chaque banc d'étalonnage des récepteurs, des antennes et des câbles d'antennes ont fait l'objet d'une optimisation.

### 3.1 Equipements de caractérisation

Plusieurs appareils de mesures sont nécessaires à l'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception GNSS :

- Un compteur d'intervalle de temps
- Un analyseur de réseau vectoriel
- Un oscilloscope

#### 3.1.1 Compteur d'intervalle de temps

Un compteur d'intervalle de temps, aussi appelé intervallo-mètre, est un instrument de mesure permettant de déterminer des intervalles de temps, des temps de montée, des largeurs d'impulsion, de réaliser des mesures de fréquences, de phases entre deux signaux ou de compter des événements [104].

Pour les applications de cette thèse, seul le mode de mesure d'intervalle de temps sera utilisé. Le signal reçu à l'entrée A fournit l'impulsion de départ alors que le signal fourni à l'entrée B déterminera l'impulsion d'arrêt. L'appareil mesure ensuite le temps écoulé entre les deux signaux. Le lecteur intéressé par une description détaillée du fonctionnement de cet équipement pourra se référer à l'*Annexe E*.

### 3.1.2 Analyseur de Réseau Vectoriel

Un analyseur de réseau est un instrument de mesure destiné à caractériser un dipôle (ou quadripôle) actif ou passif en mesurant ses paramètres S qui décrivent le comportement du dispositif sous test. Ce type d'équipement peut être scalaire, c'est-à-dire qu'il permet de mesurer le module du signal ou vectoriel et fournira alors le module et la phase du signal. Une description précise du fonctionnement de cet équipement est présentée dans l'Annexe E.

#### o Paramètres S

Les paramètres S (de l'anglais *Scattering parameters*), aussi appelés paramètres de répartition, sont utilisés pour décrire le comportement de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée [105].

Un diagramme de fluence<sup>9</sup> peut être utilisé pour analyser le comportement d'un système électronique [106]. Avec cette méthode, un quadripôle est représenté par deux entrées composées de deux nœuds à chaque port, un pour l'onde incidente et l'autre pour l'onde réfléchie.

Considérant le quadripôle suivant :

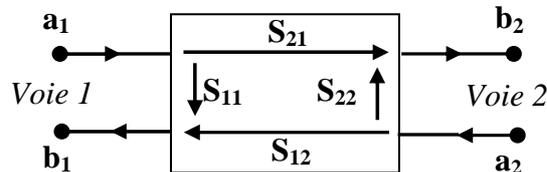


Figure 3.1 : Schéma d'un quadripôle à 2 voies

L'onde incidente sur les deux ports est représentée par les nœuds  $a$  et l'onde réfléchie par les nœuds  $b$ . Quand l'onde incidente entre par la voie 1 au nœud  $a_1$ , la partie réfléchie au travers de  $S_{11}$  ressortira par le nœud  $b_1$ . La partie restante sera transmise au travers du paramètre  $S_{21}$  et quittera le réseau par le nœud  $b_2$ . Si l'onde incidente entre par la voie 2, l'onde réfléchie sortira par le nœud  $b_2$  au travers de  $S_{22}$ . L'autre partie de l'onde transitera au travers de  $S_{12}$  et quittera le circuit au nœud  $b_1$ .

D'après le diagramme de fluence, on peut écrire :

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (3.1)$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (3.2)$$

<sup>9</sup> Un diagramme de fluence est une représentation graphique d'un système d'équations linéaires permettant d'analyser un système électronique.

En conséquence, si  $a_2=0$ , ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion vue à l'entrée et  $S_{21}$  le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie.

De la même manière si  $a_1=0$ , ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors  $S_{22}$  est le coefficient de réflexion en sortie et  $S_{12}$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée. Il est donc possible d'exprimer les paramètres S de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{\text{Signal réfléchi au port 1}}{\text{Signal incident au port 1}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (3.3)$$

$$S_{21} = \frac{\text{Signal transmis au port 2}}{\text{Signal incident au port 1}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (3.4)$$

$$S_{12} = \frac{\text{Signal transmis au port 1}}{\text{Signal incident au port 2}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.5)$$

$$S_{22} = \frac{\text{Signal réfléchi au port 2}}{\text{Signal incident au port 2}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.6)$$

Les mesures effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel sont elles aussi entachées d'un certain nombre d'erreurs [107] :

- Des erreurs systématiques qui sont dues aux imperfections de l'appareil. Elles sont invariantes dans le temps et peuvent être corrigées par un étalonnage.
- Des erreurs aléatoires dont la principale cause est le bruit interne des composants. Elles sont imprévisibles et ne peuvent pas être corrigées.

#### ○ **Mesure de Temps de Propagation de Groupe**

Dans le cadre de cette thèse, l'Analyseur de Réseau Vectoriel est utilisé pour déterminer le TPG (Temps de Propagation de Groupe) d'un élément sous test pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  (coefficient de transmission entrée-sortie). Cette mesure permettra ensuite de calculer le retard induit par des câbles, des liens RF ou des antennes sur le temps de propagation du signal.

L'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel nécessite une bonne connaissance de l'appareil puisque plusieurs paramètres doivent être définis de manière spécifique selon les mesures réalisées. Une étude est nécessaire pour chaque type d'acquisition afin de déterminer la configuration la plus appropriée pour obtenir un maximum d'information tout en minimisant le bruit de mesure.

#### ○ **Paramètres influents**

##### - **Ouverture (Aperture)**

Lors d'une mesure de TPG, l'ARV fait l'acquisition de la phase à deux fréquences puis calcule la pente de phase correspondante. L'intervalle de fréquence entre les deux points de mesure de phase est appelé l'ouverture. Une variation de ce paramètre peut modifier

la valeur du temps de propagation de groupe mesuré. Il est donc recommandé d'accompagner chaque résultat de mesure de la valeur de l'ouverture utilisée.

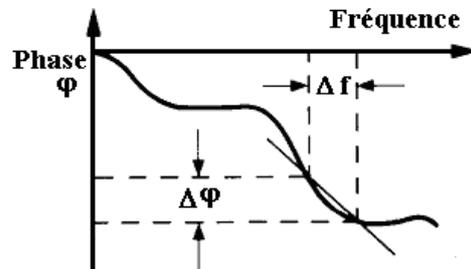


Figure 3.2 : Variation de l'ouverture fréquentielle

Par défaut, l'ouverture correspond à la largeur de la bande de fréquence étudiée divisée par le nombre de points sur l'écran. Il est important de conserver une différence de phase entre deux points adjacents de mesure inférieure à  $180^\circ$  afin de ne pas fausser l'information de phase.

Le choix de ce paramètre consiste donc à trouver un compromis permettant d'avoir un maximum de détails tout en minimisant les effets du bruit.

#### - Puissance (Power)

Lorsque l'on mesure des éléments passifs en bande L [1-2 GHz], comme des câbles de quelques mètres à quelques dizaines de mètres, la valeur de la puissance injectée n'a pas d'influence sur le résultat obtenu. Par contre, lors de mesures d'éléments actifs, il est nécessaire de contrôler l'influence de la puissance afin de vérifier l'impact de ce paramètre sur le résultat des mesures.

Il existe trois techniques différentes pour réduire le bruit : l'application d'une moyenne, la variation de l'IF bandwidth ou le lissage. Ces trois paramètres sont utilisés simultanément.

#### - Moyenne (Average)

Afin de réduire au maximum le bruit de mesure, il est possible de modifier le paramètre de moyenne "sweep-to-sweep" qui permet de calculer la moyenne de  $N$  mesures successives pour chaque point du balayage. Un haut facteur de moyenne donne un meilleur rapport signal à bruit mais ralentit de temps d'acquisition.

#### - IF bandwidth

Ce paramètre est utilisé pour modifier numériquement la bande passante à l'entrée du dispositif sous test. Sa réduction abaisse le bruit de mesure en filtrant les réponses non voulues comme les harmoniques impaires, les pics ou le bruit spectral haute fréquence.

### - Lissage (Smoothing)

Afin de réduire le bruit de mesure, un lissage des mesures peut être effectué. Il agit sur chaque point en calculant une moyenne glissante de plusieurs points adjacents. Ce paramètre est à manipuler avec précaution car il permet de supprimer le bruit mais également l'information utile contenue dans le signal.

### 3.1.3 Oscilloscope

Un oscilloscope est un instrument de mesure fournissant une représentation graphique d'un signal électrique ou de diverses autres grandeurs physiques, préalablement transformées en tension en fonction du temps [108]. L'axe vertical représente l'amplitude du signal traduit par une tension électrique alors que l'axe horizontal représente le temps. Il existe deux types d'oscilloscope : analogique ou numérique. Les équipements analogiques fonctionnent par déflexion électrique d'un faisceau d'électrons en fonction de la tension mesurée. Ces équipements sont en voie d'obsolescence et sont de plus en plus remplacés par les appareils numériques qui sont plus performants et moins encombrants (*Cf. Annexe E*). L'appareil utilisé dans le cadre des travaux de cette thèse est un oscilloscope numérique Tektronix DPO7000 [109].

## 3.2 Etalonnage du câble d'antenne

Le câble d'antenne permet de transporter le signal radiofréquence acquis par l'antenne jusqu'au récepteur. Ces éléments ont généralement une longueur d'une dizaine de mètres et subissent des gradients thermiques élevés dû à la transition entre le milieu extérieur et le laboratoire où la température est stabilisée.

L'étalonnage du câble d'antenne consiste à mesurer son Temps de Propagation de Groupe (TPG) qui correspond à la valeur du délai temporel engendré par le passage du signal au travers de celui-ci. Il est défini comme étant la dérivée de la phase en fonction de la fréquence :

$$TPG = \tau = \frac{-1}{360} \frac{d\varphi}{df} \quad (3.7)$$

Cette mesure peut être réalisée avec un intervallo-mètre ou un analyseur de réseau vectoriel. La plupart des membres de la communauté Temps-Fréquence utilise un compteur d'intervalle de temps pour déterminer le retard dû au câble reliant l'antenne et le récepteur. En effet, peu de laboratoires possèdent un analyseur de réseau vectoriel, équipement onéreux, plus communément utilisé pour des activités hyperfréquences.

L'étude suivante concernant la mesure du temps de propagation de groupe du câble d'antenne a été réalisée sur un câble LMR400 Time Microwave Systems d'une longueur de 30 mètres.

### 3.2.1 Mesure utilisant un intervalloètre

Dans le cadre de cette thèse, les étalonnages de câbles d'antenne utilisant un intervalloètre ont été effectués avec la méthode en double pesée (Cf. *section 3.3.1*) qui permet de s'affranchir des biais de l'instrument. Le signal 1 PPS utilisé est issu d'un Maser à hydrogène actif EFOS 16.

Le TPG du câble mesuré avec un intervalloètre SR620 est de :

$$CD_{Intervallo} = 119,36 \pm 0,04 \text{ ns (k=1)}$$

La définition de l'incertitude de mesure est présentée en détails dans le Chapitre 4 (Cf. *section 4.3.1*).

### 3.2.2 Mesure utilisant un analyseur de réseau vectoriel

Un analyseur de réseau vectoriel permet de simuler l'émission de signaux radiofréquences par des pics de Dirac de fréquences générées à intervalles choisis par l'utilisateur dans une certaine largeur de bande. Cette mesure est celle qui se rapproche le plus de l'utilisation qui est faite du câble lors des acquisitions en conditions réelles. Le temps de propagation de groupe est déterminé à partir de la mesure du paramètre  $S_{21}$  qui est le coefficient de transmission entrée-sortie (Cf. *section 3.1.2*). Le résultat de la mesure peut être directement calculé par l'ARV. L'utilisation de cet équipement nécessite une bonne connaissance de l'appareil puisque plusieurs paramètres doivent être fixés de manière spécifique selon les mesures réalisées. Le retard du câble d'antenne a été déterminé avec un ARV Anritsu 37397C [110].

#### ○ Configuration des paramètres

Les paramètres de mesure de l'appareil (Ouverture, puissance, IF bandwidth, lissage) doivent être optimisés afin de diminuer le bruit de mesure sans toutefois perdre d'information lors de la mesure de ce câble. Une étude de la sensibilité du bruit aux variations des paramètres de mesure a donc été menée. La configuration de référence utilisée est la suivante :

- Bande passante : 1 GHz [1-2GHz]
- Nombre de points : 801
- Ouverture : 1%
- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Moyenne : 10

- Lissage : 0%

- **Ouverture (Average)**

Diminuer l'ouverture permet potentiellement de disposer de plus d'information qui risque toutefois d'être masquée par l'augmentation du bruit. Une étude approfondie de ce paramètre a donc été menée afin d'utiliser la valeur la plus réduite possible sans apporter de bruit.

Par défaut, l'ouverture correspond à la largeur de la bande de fréquence étudiée divisée par le nombre de points :

$$a = \frac{\text{Largeur de la bande de fréquence}}{\text{Nombre de points} - 1} \quad (3.8)$$

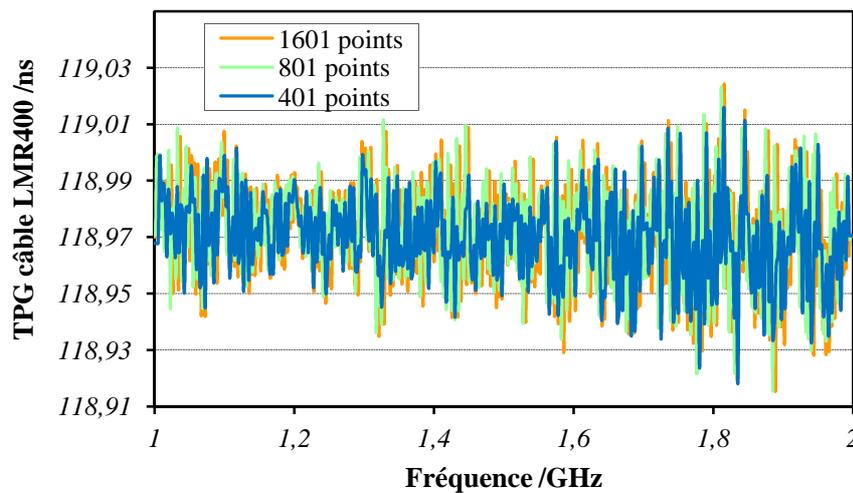
Si cette valeur est inférieure à 1%, c'est la valeur nominale de l'ARV qui sera utilisée (1%). L'ouverture ne doit pas être trop augmentée car il est important que la différence de phase  $\Delta\phi$  reste inférieure à  $180^\circ$  pour ne pas perdre d'information. Pour cela, l'ouverture maximale peut être déterminée en calculant la fréquence correspondant au TPG approximatif de l'élément étudié et en divisant par 2 cette fréquence.

Dans le cas du câble utilisé, sa longueur est d'environ 30 mètres et le constructeur indique que son retard linéique est d'environ  $4 \text{ ns.m}^{-1}$ . Le retard linéique du câble est donc d'environ 120 ns. D'après la formule du TPG (3.7) et de l'ouverture (3.8), le nombre de points minimum à utiliser pour cette mesure dans une bande de fréquence de 1 GHz doit être supérieur à :

$$\text{Nbre pts} = \frac{\text{Largeur de la bande de fréquence}}{0,25 / \text{TPG}} = 480 \text{ pts} \quad (3.9)$$

Afin de ne pas perdre d'information, il est donc recommandé d'utiliser plus de 480 points. Avec l'utilisation d'une bande de fréquence de 1 GHz, l'ouverture est toujours inférieure à 1% allant de 0,06 % à 0,99% pour un nombre de points de 1601 à 101 points. L'ouverture sera donc toujours par défaut de 1%, valeur minimale applicable par l'ARV utilisé.

L'ouverture équivalente au rapport entre la largeur de bande de fréquence et le nombre de points utilisé étant inférieure à 1%, la variation des paramètres entrant en jeu dans la définition de l'ouverture ne devrait pas avoir d'impact sur le résultat du TPG. La Figure 3.3 présente le résultat du TPG en fonction du nombre de points (1601, 801, 401 points) pour une largeur de fréquence comprise entre 1 GHz et 2 GHz.



**Figure 3.3** : TPG d'un câble d'antenne en fonction du nombre de points

Le TPG du câble LMR400 mesuré est en moyenne de 118,97 ns mais le signal acquis est très bruité.

Avec un ARV, il est possible de faire des acquisitions avec 201 et 101 points de mesures dans la bande de fréquence étudiée. Les mesures pour ces deux valeurs ne sont pas présentées sur ce graphique car les résultats correspondant sont incohérents. Ces acquisitions fournissent des résultats erronés car le nombre de point utilisé ne permet pas d'atteindre l'ouverture maximale nécessaire pour ne pas perdre d'information. Cette observation confirme l'importance du calcul et de la prise en compte du paramètre d'ouverture maximale (480 points).

La diminution du nombre de points abaisse le bruit de mesure mais ne modifie en rien le résultat du TPG étant donné que celui-ci est calculé sur une moyenne de 20 MHz (Tableau 3.1).

**Tableau 3.1** : TPG d'un câble LMR400 en fonction du nombre de points

Nombre de points	TPG câble LMR400 [ns]			
	L1	Ecart type	L2	Ecart type
1601	118,96	0,02	118,97	0,01
801	118,96	0,02	118,97	0,01
401	118,96	0,02	118,97	0,01

La modification du nombre de points ne modifiant ni le résultat de la mesure ni son écart type, il sera choisi de mesurer le TPG de ce câble avec 801 points afin d'être au dessus de la valeur requise pour être certain que la différence de phase  $\Delta\phi$  reste inférieure à  $180^\circ$ .

Une étude a également été menée afin de déterminer l'impact de l'augmentation de l'ouverture sur la mesure de TPG d'un câble. La Figure 3.4 présente l'influence de ce

paramètre sur le résultat du TPG d'un câble LMR400 de 30 mètres en utilisant la configuration nominale pour des valeurs de l'ouverture allant de 1% à 15%.

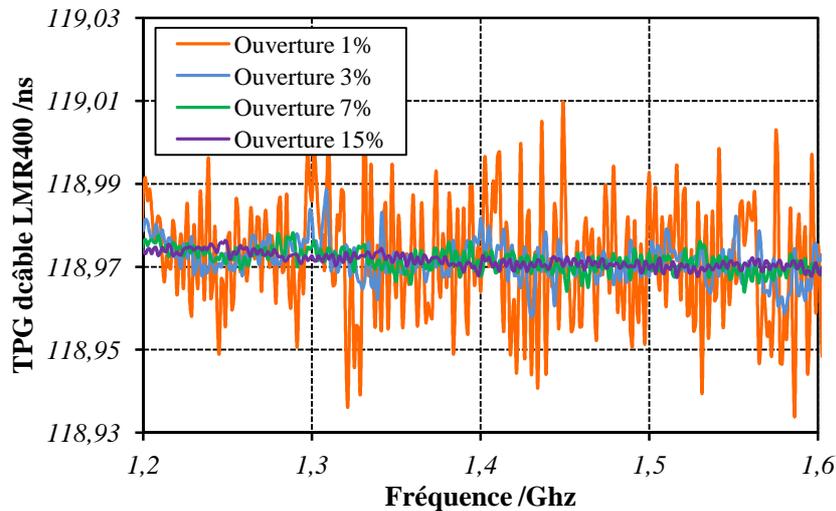


Figure 3.4 : TPG d'un câble LMR400 en fonction de l'ouverture

L'ouverture appliquée par défaut par l'analyseur de réseau vectoriel pour cette mesure est de 1%. Avec cette valeur, la mesure est très bruitée. L'augmentation de la valeur de l'ouverture apporte rapidement une diminution du bruit mais également une perte d'information non maîtrisée.

Il existe différents moyens de diminuer le bruit d'un signal en modifiant les paramètres de lissage, d'IF bandwidth ou de moyenne. Ces paramètres ont été étudiés à tour de rôle pour diminuer le bruit sans toutefois perdre d'information en utilisant l'ouverture par défaut de l'ARV.

#### - Lissage (Smoothing)

Une fonction de l'analyseur de réseau permet de lisser le signal. Cette fonctionnalité est à utiliser avec précaution car elle peut supprimer des variations physiques du signal au lieu de n'agir que sur le bruit. La Figure 3.5 illustre l'effet d'un lissage de 1% (7 points), 2% (15 points) et 5% (32 points) pour 801 points d'acquisition.

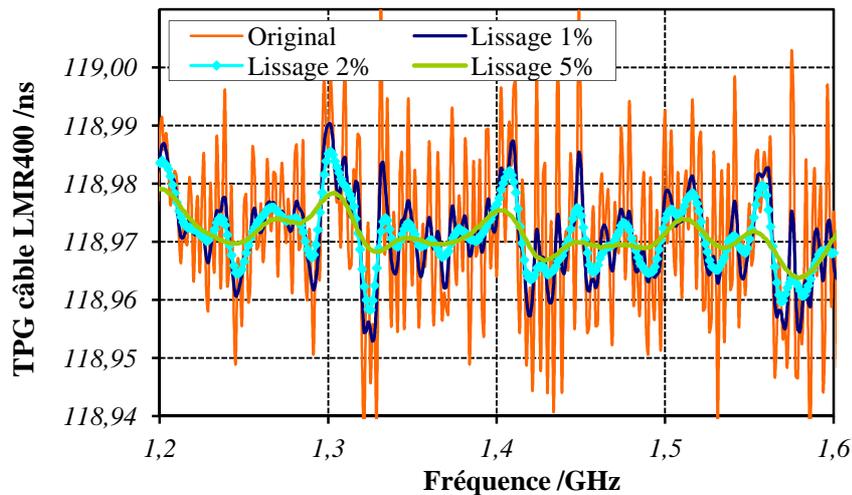


Figure 3.5 : TPG d'un câble LMR400 en fonction du lissage

Le lissage apporte rapidement une diminution du bruit mais également une forte perte d'information avec une réduction notable des variations du signal lors de l'utilisation d'un fort coefficient. Un lissage de 1% sera tout de même appliqué pour les mesures de la suite de cette étude afin de supprimer le bruit.

#### - IF Bandwidth

Ce paramètre, correspondant à la largeur de bande numérique appliquée à l'entrée du dispositif sous test, influe sur le plancher de bruit. Sa diminution permet de réduire le bruit mais augmente considérablement le temps de mesure.

La Figure 3.6 illustre l'influence de ce paramètre sur le résultat de mesure de TPG d'un câble LMR400. Le paramètre IF bandwidth peut être maximal (10 KHz), normal (1 KHz), réduit (100 Hz) ou minimal (10 Hz).

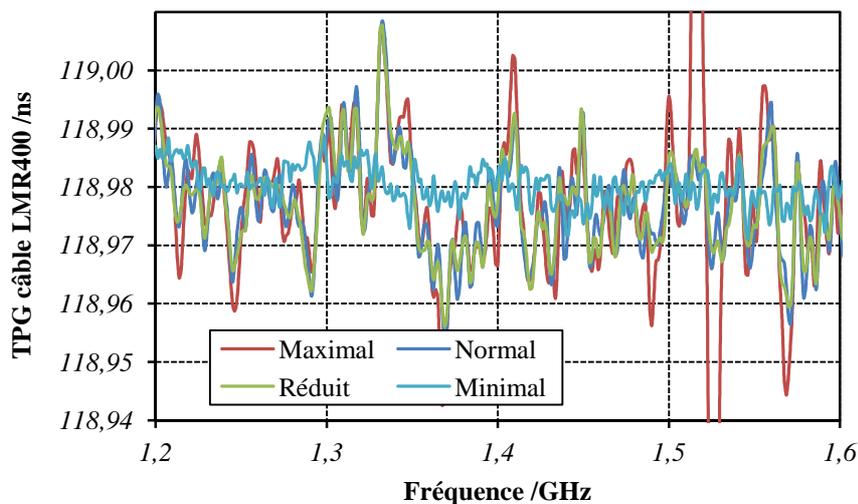


Figure 3.6 : TPG d'un câble LMR400 en fonction de l'IF bandwidth

Le bruit du signal présent lors de l'emploi du paramètre maximal diminue nettement en employant la valeur normale ou réduite. L'emploi de la bande de fréquence la plus restreinte (IF bandwidth minimal) supprime en grande partie le bruit de mesure mais allonge considérablement le temps d'acquisition. Il est donc recommandé d'utiliser le paramètre réduit de 100 Hz qui permet de diminuer le bruit de mesure tout en conservant un temps de mesure raisonnable.

#### - Moyenne (Average)

Afin de réduire le bruit de mesure, il est aussi possible d'utiliser la moyenne "sweep-to-sweep". L'ARV calcule la moyenne de  $N$  mesures successives pour chaque point du balayage. Ce paramètre permet de filtrer le bruit basse fréquence. Plus  $N$  est élevé, meilleur est le rapport signal/bruit. La Figure 3.7 présente le TPG du câble LMR400 en fonction de la moyenne du nombre de mesures utilisées.

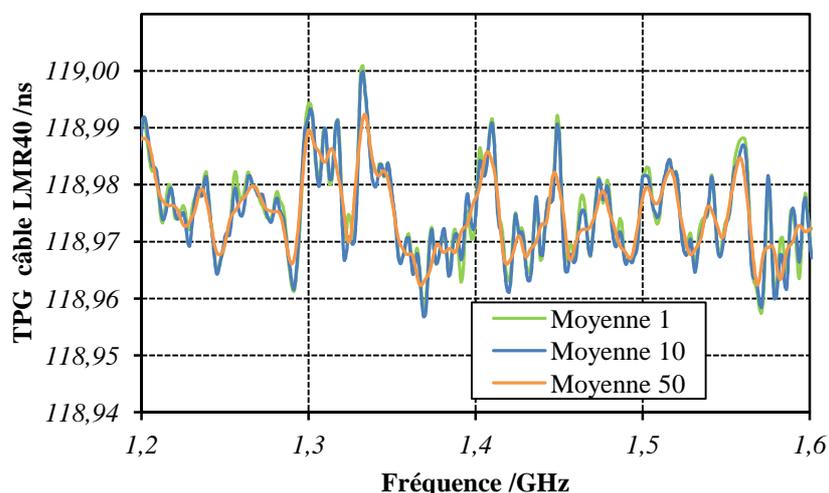
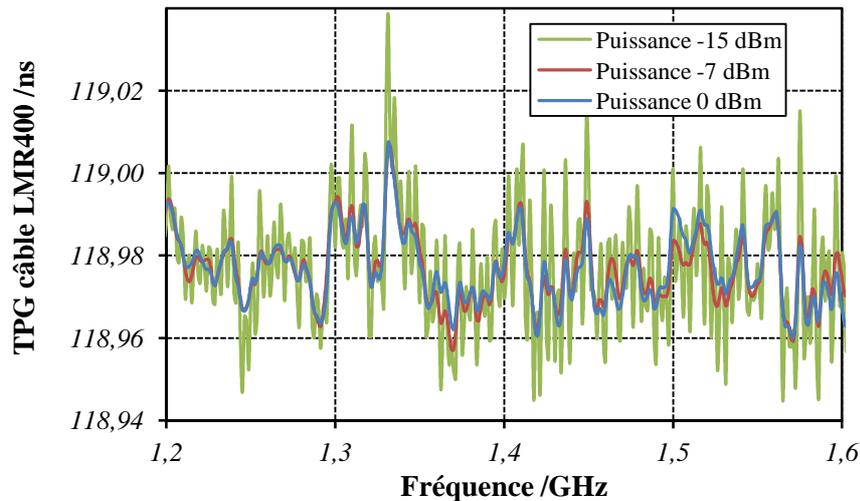


Figure 3.7 : TPG d'un câble LMR400 en fonction de la moyenne

L'utilisation de cette fonctionnalité permet d'améliorer le rapport signal à bruit. Cependant une valeur trop élevée du nombre de points pour calculer la moyenne a tendance à lisser le signal et ralentit considérablement le temps d'acquisition. Une valeur de 10 mesures a donc été choisie afin de réduire le bruit de mesure sans toutefois allonger trop considérablement le temps d'acquisition.

#### - Puissance (Power)

Les éléments passifs sont normalement insensibles à la puissance du signal reçu. Toutefois, cette hypothèse doit être vérifiée. La Figure 3.8 présente l'influence de la variation de puissance de la source de l'ARV sur le résultat de la mesure de TPG d'un câble LMR400. Les puissances appliquées sont de 0 dBm, - 7 dBm et -15 dBm.



**Figure 3.8 :** TPG d'un câble LMR400 en fonction de la puissance de la source de l'ARV

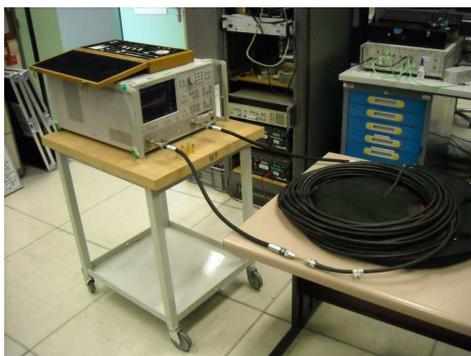
La variation de puissance n'a pas d'influence sur le profil du TPG mais sa diminution apporte du bruit. La puissance utilisée par la suite est de -7dBm qui est la valeur par défaut de la source de l'analyseur de réseau.

#### - Configuration optimale

Pour chaque fréquence L1 (1,57GHz) et L2 (1,22 GHz), le retard dû à la traversée du signal au travers du câble est calculé à partir de la moyenne des mesures dans une bande de fréquence de 20 MHz (largeur de la bande passante typique des récepteurs temps et des antennes) [65][66][67] centrée autour de L1 ou L2. Les paramètres de l'ARV finalement utilisés lors de la mesure de ce câble LMR400 de 30 mètres sont :

- Bande passante : 1 GHz
- Nombre de points : 801
- Ouverture : 1%
- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Moyenne : 10
- Lissage : 1%

La Figure 3.9 illustre la mesure du retard électrique du câble avec un analyseur de réseau vectoriel en utilisant la configuration énoncée précédemment :



**Figure 3.9 :** Etalonnage d'un câble d'antenne à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel

Le TPG du câble mesuré avec l'analyseur de réseau vectoriel est de :

$$CD\_L1_{ARV} = 118,97 \pm 0,17 \text{ (k=1)}$$

$$CD\_L2_{ARV} = 118,98 \pm 0,17 \text{ (k=1)}$$

La définition de l'incertitude de mesure est présentée en détails dans le Chapitre 4 (Cf. section 4.2.1).

#### o Comparaison des deux techniques

La longueur physique du câble utilisé est de 30,22 m. La constitution de celui-ci induit un retard linéique de 3,92 ns par mètre (donnée constructeur). La valeur de TPG attendue est donc de 118,46 ns. La longueur du câble a été mesurée avec un télémètre laser dont l'incertitude est de 1mm. Le câble n'étant pas complètement tendu lors de la mesure de sa longueur, il a été considéré qu'une erreur de 20 cm a pu être commise. Dans ce cas, l'incertitude sur la mesure physique du câble peut être considérée de 20 cm ce qui se traduit par une erreur de 780 ps (k=1).

**Tableau 3.2 :** Comparaison des mesures d'un câble LMR400

Méthode	TPG câble L1 [ns]	TPG câble L2 [ns]
<i>Calcul</i>	118,46 (0,78)	118,46 (0,78)
<i>ARV</i>	118,97 (0,17)	118,98 (0,17)
<i>Intervallomètre</i>	119,36 (0,05)	119,36 (0,05)

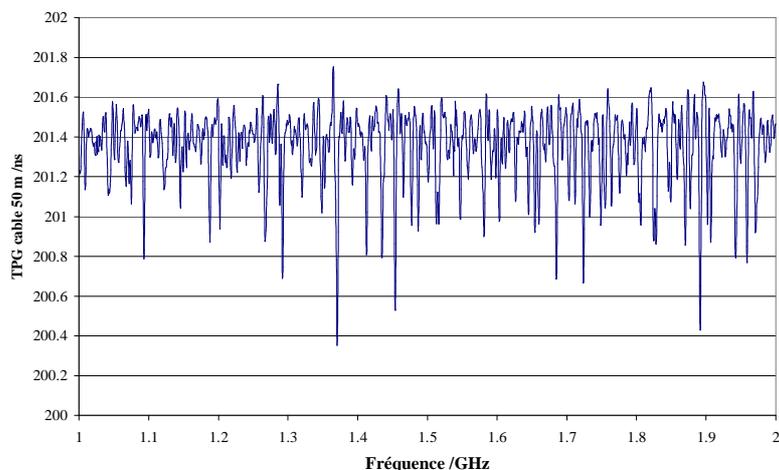
Il existe une différence de 500 ps entre la valeur de TPG attendue et celle mesurée avec l'analyseur de réseau vectoriel et une différence de 900 ps entre la valeur théorique et la mesure faite avec un intervallomètre. La mesure réalisée avec l'ARV reste comprise dans la barre d'erreur du calcul.

La différence entre les résultats à l'ARV et à l'intervallomètre, de 400 ps, reste modérée et permet difficilement de favoriser l'une ou l'autre des deux méthodes. Une étude de reproductibilité a donc été menée afin d'évaluer quelle technique est la plus appropriée.

### 3.2.3 Reproductibilité

#### ○ Analyseur de réseau vectoriel

Une étude de reproductibilité de mesure a été réalisée sur l'étalonnage d'un câble LMR400 faisant partie d'une chaîne de réception appartenant à l'Observatoire de Paris (OPM4). Ce câble a une longueur de 50 m. La Figure 3.10 présente le profil du TPG de ce câble acquis avec un analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37397C. La configuration utilisée est la même que celle de l'étude du câble de 30 mètres réalisée précédemment.



**Figure 3.10** : Mesure du TPG d'un câble d'antenne LMR400 de 50 m avec l'ARV Anritsu du CNES

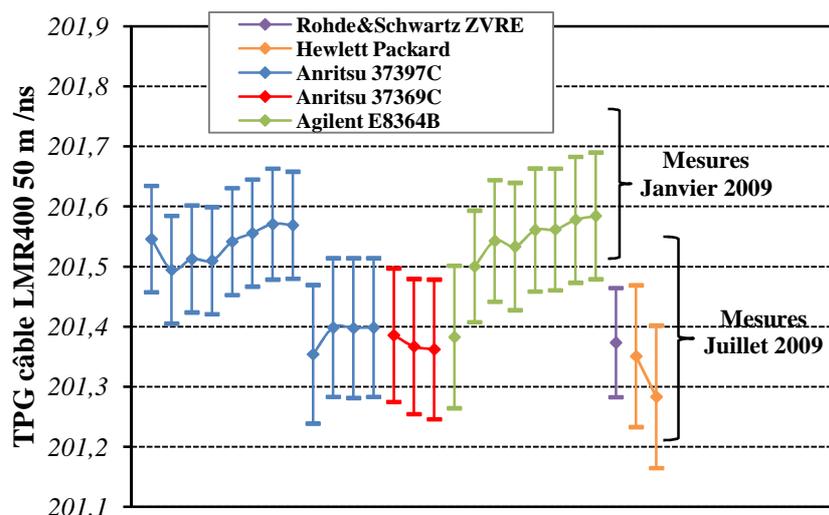
La mesure a été réalisée avec 5 analyseurs de réseaux vectoriels différents :

- Un ARV Anritsu 37397C [110]
- Un ARV Agilent E8364B [111]
- Un ARV Anritsu 37369C [110]
- Un ARV Rohde & Schwarz ZVRE [112]
- Un ARV Hewlett Packard

Trois kits de calibration différents ont été utilisés pour étalonner les différents appareils de mesure :

- Agilent 85052B
- Wiltron 3650
- HP 85032B

Les mesures ont toujours été réalisées dans un environnement contrôlé thermiquement. Le câble a été mesuré enroulé puis déroulé. Enfin la mesure a été reproduite à plusieurs mois d'intervalle en Janvier et Juillet 2009. La Figure 3.11 présente l'ensemble de ces mesures pour les différents ARV utilisés.



**Figure 3.11 :** Reproductibilité du TPG du retard d'un câble LMR400 de 50 m pour la fréquence L1 mesuré avec différents ARV

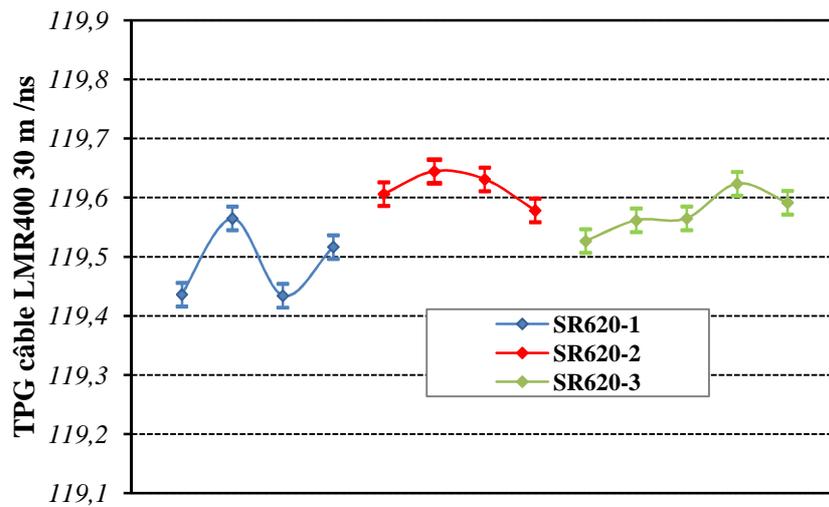
Pour des mesures réalisées à la même période, le retard est du même ordre de grandeur quelque soit l'analyseur de réseau utilisé. La variation crête à crête est de 120 ps alors que l'incertitude moyenne des mesures est de 170 ps ( $k=1$ ). La méthode de calcul de cette incertitude est présentée dans le chapitre suivant (*Cf. section 4.2.1*). Par contre, les mesures faites à plusieurs mois d'intervalles montrent un biais d'environ 150 ps. Entre les deux périodes de mesures au CNES l'équipement a été réexpédié à l'Observatoire de Paris. Pendant son transport ou son stockage, le câble a probablement subi un endommagement au niveau de l'un de ses connecteurs qui a engendré une modification de son comportement donc de son TPG.

La mesure du TPG d'un câble d'antenne réalisée avec un analyseur de réseau vectoriel est reproductible. Il est possible d'utiliser indifféremment n'importe quel équipement. Toutefois, il semblerait que la manipulation du câble puisse l'endommager et modifier son TPG. Il est donc nécessaire de faire une mesure du TPG du câble avant et après l'installation de celui-ci (*Cf. section 5.1*).

### ○ Intervallomètre

Une étude de reproductibilité des mesures d'étalonnage avec un intervallo-mètre a également été menée sur un câble LMR400 de 30 mètres (*LMR400-30*). Il a été étalonné plusieurs fois avec différents compteurs d'intervalle de temps SR620. Les mesures ont été réalisées dans le même environnement contrôlé thermiquement avec le même niveau de déclenchement (1 V).

La Figure 3.12 présente l'ensemble de ces mesures pour les différents intervallo-mètres.



**Figure 3.12** : Reproductibilité du TPG du retard d'un câble LMR400 de 30 m

Les mesures montrent un biais en fonction de l'appareil utilisé avec une dispersion maximale de 250 ps. Des variations de 150 ps sont également observables lors des étalonnages successifs réalisés avec le même intervalloètre. L'incertitude moyenne de mesures est de 50 ps ( $k=1$ ) car la non-linéarité est de 30 ps. La méthode de calcul de cette incertitude est présentée dans le chapitre suivant (*Cf. section 4.3.1*). Lors de mesures de câbles longs, le calcul de l'incertitude utilisé pour les câbles 1 PPS n'est pas approprié. Un poste d'erreur devra être ajouté à l'incertitude de mesure afin de tenir compte la dispersion des mesures constatée avec cette méthode.

La comparaison de ces deux études de reproductibilité montre que la dispersion des résultats est réduite avec l'emploi d'un ARV plutôt qu'avec un intervalloètre. Dans le cadre de cette thèse, les mesures de câbles d'antennes seront donc réalisées avec un ARV qui a l'avantage de permettre de déterminer le TPG du câble pour chaque fréquence du signal. De plus, cet appareil traduit mieux le signal traversé par le câble lors d'acquisitions en conditions réelles. Il permet également, si nécessaire, de caractériser le câble par la mesure des paramètres  $S$  et ainsi de déceler des détériorations potentielles ou des problèmes d'adaptation.

### 3.3 Etalonnage des récepteurs

La méthode d'étalonnage en absolu des récepteurs nécessite un signal GNSS vierge de tous bruits qui ne peut être produit que par un simulateur de signal GNSS (*Cf. section 2.5.3*). Afin de déterminer le retard interne du récepteur ( $RxD$ ), il est nécessaire de corriger la différence des mesures de pseudo-distances ( $RxR-SR$ ) des valeurs :

- du retard dû à la propagation du signal dans les liens RF et 1 PPS ( $LD$ )
- du retard du simulateur ( $SD$ )

- de la différence entre la référence interne du récepteur et le signal 1 PPS qui lui est fourni ( $R_{X_{1PPS}}$ )

### 3.3.1 Retards dus aux câbles basses fréquences ( $LD_{BF}$ )

Dans le cadre de l'étalonnage en absolu des récepteurs GNSS, il est nécessaire de connaître les délais dus aux liens transportant le signal 1 PPS fourni par le simulateur jusqu'au récepteur. Lors de l'étalonnage du simulateur, le signal 1 PPS généré par celui-ci est transmis à l'oscilloscope au travers d'un câble engendrant un retard qui devra également être déterminé.

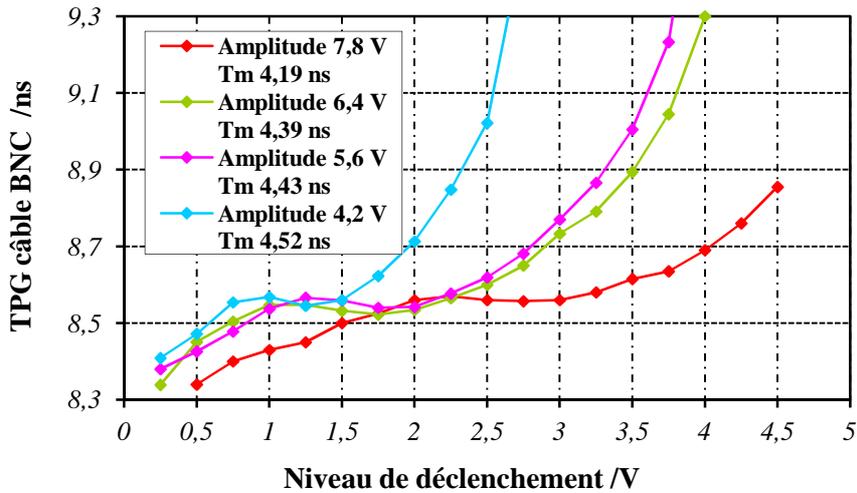
- o **Mesure avec un intervalloètre**

Le moyen traditionnel utilisé par la communauté Temps/Fréquence pour évaluer le délai temporel de tout type de câbles est un intervalloètre. Les compteurs d'intervalles de temps employés dans le cadre de cette thèse sont des modèles Stanford Research Systems SR620 [101]. Cet équipement permet de déterminer le délai entre deux signaux successifs. Dans le cas de notre étude, deux signaux 1 PPS dérivés de la même horloge sont utilisés.

- **Méthode en simple pesée**

Les signaux 1 PPS dérivés des références de fréquence des laboratoires peuvent être de plus ou moins bonne qualité. Une étude a été menée afin de préciser l'influence du niveau de déclenchement de l'appareil et du temps de montée du signal sur le résultat du retard de câble. Ces mesures ont été réalisées avec des câbles de 1 à 2 mètres de type KX15 équipés de connecteurs de type BNC. Pour des raisons de commodité, ces câbles seront par la suite appelés câbles BNC. La technique utilisée pour réaliser cette mesure est appelée méthode en simple pesée. (Cf. section 2.5.3). La charge appliquée aux deux entrées de l'intervalloètre est de 50  $\Omega$ .

La Figure 3.13 présente la mesure du TPG d'un câble BNC de 2 mètres en fonction du seuil de déclenchement (Niveau de trigger) selon le temps de montée du signal ( $T_m$ ). L'amplitude du signal donc son temps de montée a été modifiée en utilisant des atténuateurs. Chaque point est la moyenne de 100 acquisitions mesurées toutes les secondes.

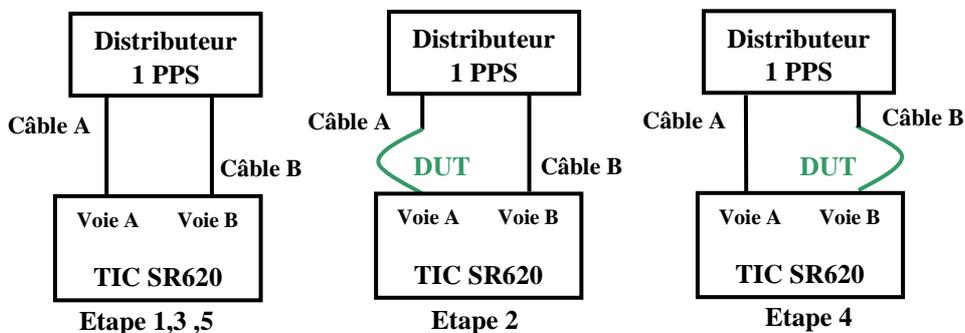


**Figure 3.13** : Evolution du TPG d'un câble BNC mesuré avec la méthode en simple pesée en fonction du niveau de déclenchement

La méthode employée montre une grande dispersion des résultats en fonction du niveau de déclenchement appliqué. Selon le seuil utilisé, le résultat de la mesure du TPG varie considérablement avec un comportement non linéaire. On observe une forte pente positive pour les faibles niveaux puis un plateau pour les niveaux compris entre 1 et 2 V excepté pour le signal d'amplitude 7,8 V. Au-delà, la pente est positive. La dispersion maximale de cette mesure atteint plus d'une nanoseconde. On remarque aussi qu'en fonction du temps de montée, variant seulement de 300 ps, les résultats obtenus montrent une forte dispersion à partir d'un niveau de déclenchement supérieur à 2,5 V. Cette observation peut être expliquée par la non-linéarité des interpolateurs qui composent l'appareil (Cf. *Annexe E*). Afin de s'affranchir de ce problème, il est possible d'utiliser une méthode qui combine des mesures sur les deux ports de l'intervallomètre : cette technique sera appelée méthode en double pesée.

- **Mesure double pesée**

La Figure 3.14 décrit les cinq étapes nécessaires lors d'une mesure en double pesée. A chaque étape (i), le compteur d'intervalle de temps (TIC) fournit un résultat obtenu à partir d'une moyenne de 100 mesures (Ri).



**Figure 3.14** : Principe de la méthode double pesée

La mesure du retard du câble testé est alors régie par l'équation suivante :

$$LD_{BF} = \frac{R2 - \left(\frac{R1 + R3}{2}\right) + \left(\frac{R3 + R5}{2}\right) - R4}{2} \quad (3.10)$$

Une comparaison des deux méthodes en fonction du temps de montée du signal 1 PPS a été réalisée. Afin d'utiliser des temps de montée différents, trois sources ont été employées : un distributeur de signaux 1 PPS issus du Maser ( $T_m$  : 4,5 ns), le simulateur de signaux GNSS ( $T_m$  : 1,5 ns) et un AOG qui fournit des références de fréquence très stables ( $T_m$  : 1 ns).

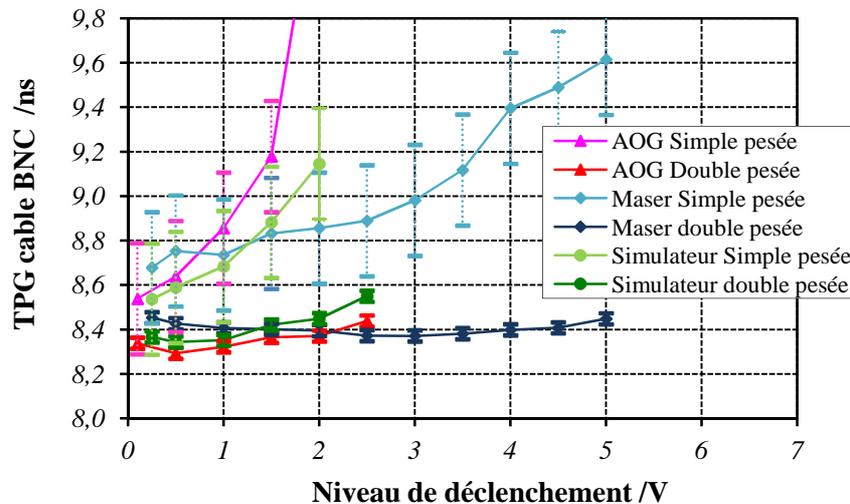


Figure 3.15 : TPG en fonction du niveau et déclenchement et du temps de montée (Incertitude k=1)

Les résultats obtenus en utilisant la méthode en simple et en double pesée diffèrent considérablement. Les mesures présentées Figure 3.15 prouvent que le TPG d'un câble lorsque l'on utilise la méthode en simple pesée semble biaisé et varie en fonction du temps de montée du signal mais également du niveau de trigger utilisé pour un même signal.

Cette dispersion est limitée lorsque l'on utilise la méthode en double pesée. L'écart type des mesures est de 35 ps alors qu'il est de 1,2 ns en employant la méthode en simple pesée. L'incertitude de mesure pour la méthode en simple pesée est égale à 500 ps ( $k=1$ ) et correspond à l'incertitude absolue fournie par le constructeur [101]. La valeur utilisée pour la méthode en double pesée est égale à 40 ps ( $k=1$ ) (Cf. section 4.3.1). Avec cette technique, l'incertitude de mesure de TPG de câbles est donc équivalente à l'écart type.

Il est donc recommandé d'utiliser la méthode en double pesée lors de mesure utilisant un intervallo-mètre afin de s'affranchir de l'influence de la source du signal et des biais induits par l'appareil de mesure.

○ **Comparaison mesure intervalloètre/ARV**

Il est aussi possible de mesurer le TPG d'un câble en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. L'ARV permet de visualiser le TPG en fonction de la fréquence. La fréquence correspondant au temps de montée du distributeur 10 MHz Maser est de 0,22 GHz, la fréquence correspondant au Tm de l'AOG est de 1 GHz et la fréquence correspondant au Tm du simulateur est de 0,66 GHz.

Le Tableau 3.3 résume les valeurs de TPG d'un câble BNC (le même qu'utilisé précédemment) avec un ARV puis avec un intervalloètre (moyenne pour tous les niveaux de déclenchements).

**Tableau 3.3:** Comparaison de mesures de TPG

Source	Distributeur 10 MHz [ns]	Simulateur [ns]	AOG [ns]
<b>Temps de montée</b>	4,5	1,5	1
<b>TPG ARV</b>	8,35 (0,1)	8.32 (0,1)	8,30 (0,1)
<b>TPG intervalloètre</b>	8,42 (0,04)	8.39 (0,04)	8,35 (0,04)

Les résultats de mesure de TPG utilisant l'un ou l'autre des appareils de mesure fournissent des résultats du même ordre de grandeur. A un sigma, il y a un recouvrement de leurs barres d'incertitude.

La mesure à l'intervalloètre sera employée pour déterminer le retard des liens 1PPS car elle est facile à mettre en œuvre et est beaucoup plus représentative des conditions opérationnelles dans lesquelles seront utilisés les câbles puisque qu'ils sont parcourus par un signal 1 PPS.

La mesure de TPG de câble transportant le signal basse fréquence sera donc réalisée avec un intervalloètre en employant systématiquement la méthode en double pesée.

○ **Choix du type de câble**

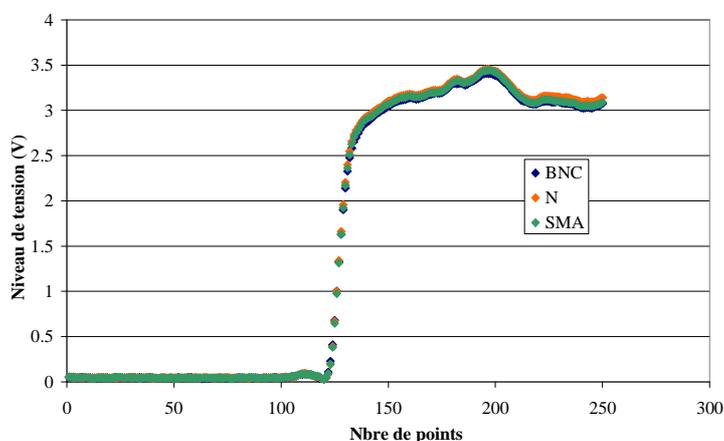
Une série de mesures a été réalisée afin de déterminer quel type de câble était le plus approprié pour transmettre le signal 1 PPS nécessaire aux récepteurs. Pour cela, plusieurs types d'équipements ont été utilisés :

- des câbles de 1 à 2 mètres KX15 (DC - 1 GHz) avec des connecteurs de type BNC (DC- 4GHz)
- des câbles de 1 à 2 mètres Radiall SHF5 (DC-26 GHz) avec des connecteurs de type SMA (DC – 18 GHz)
- des câbles de 1 à 2m KX13 (DC-11 GHz) avec des connecteurs de type N (11 GHz)

Pour des raisons de commodité, ces câbles seront nommés respectivement câbles BNC, câbles SMA et câbles N.

La connectique BNC est à baïonnette et est utilisée pour transporter des signaux dans une gamme de fréquences s'étendant de 0-500 MHz. Les connectiques N et SMA sont à vis et leurs gammes de fréquence s'étendent respectivement de 0 à quelques GHz et de 0 à 18 GHz.

La Figure 3.16 présente le profil du signal 1 PPS issu du simulateur visualisé à l'aide d'un oscilloscope alors qu'il est transmis par les trois types de câbles étudiés. Cependant les connectiques du simulateur et de l'oscilloscope étant de type BNC, des adaptateurs ont dû être placés aux extrémités des câbles N et SMA.



**Figure 3.16 :** Profil du signal 1 PPS conduit par trois de câbles (BNC, SMA, N)

Le signal transmis a toujours la même allure même si le câble le transportant est différent. Il est donc difficile de se prononcer sur le type de câble le plus approprié à utiliser. La caractérisation du TPG des câbles à partir d'un analyseur de réseau fournira peut être plus d'éléments pour choisir lequel est le plus performant pour transmettre le signal 1 PPS. La fréquence correspondant au temps de montée du distributeur 10 MHz Maser est de 0,22 GHz, la fréquence correspondant au Tm de l'AOG est de 1 GHz et la fréquence correspondant au Tm du simulateur est de 0,66 GHz. La Figure 3.17 présente le TPG normalisé des câbles BNC, SMA, N de 100 MHz à 1,2 GHz.

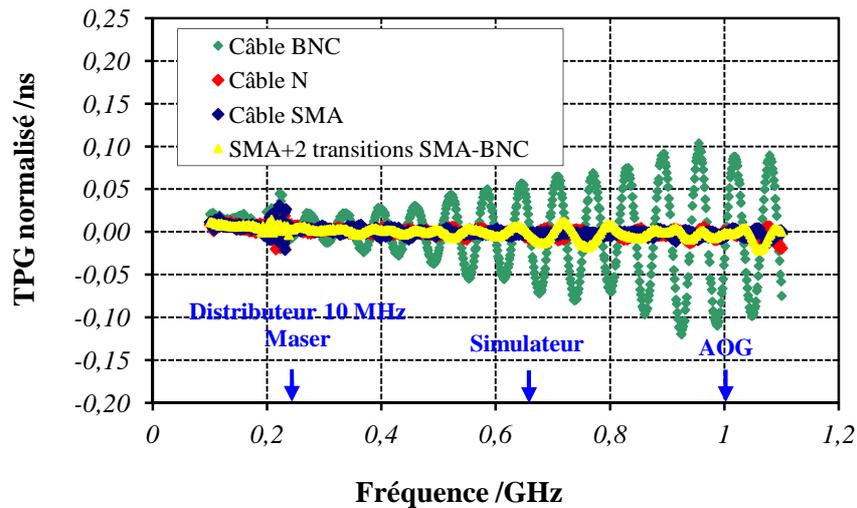


Figure 3.17 : Etude à l'analyseur de réseau de différents types de câbles

Ce graphique illustre très bien le fait que le câble BNC se désadapte très rapidement dès que les fréquences dépassent 500 MHz. Les câbles SMA et N sont donc plus appropriés pour transmettre le signal 1 PPS dont le temps de montée peut parfois atteindre une fréquence équivalente à 1 GHz.

Cependant la majorité des récepteurs et des simulateurs ont des ports de type BNC pour transmettre ce signal. Les câbles devront donc être obligatoirement pourvus d'adaptateurs. Il est nécessaire de vérifier que cet ajout n'amoindrit pas la performance obtenue. Pour des raisons de commodités, les câbles utilisés seront de type SMA (dimension, souplesse, connectique). Il apparaît clairement sur la Figure 3.17 que le câble SMA auquel il a été ajouté des transitions SMA-BNC (Série jaune) est mieux adapté qu'un câble de type BNC. Cette constatation correspond bien aux bandes passantes des câbles et des connecteurs utilisés. Il est donc préconisé d'employer des câbles SMA pour transporter le signal 1 PPS. L'utilisation de câbles courts sera aussi privilégiée afin de limiter les pertes et la dégradation de leurs propriétés.

Toutefois, pour les raisons de praticité, des câbles BNC ont été utilisés pour les résultats d'étalonnage présentés ici. Il sera par contre nécessaire d'équiper le banc d'étalonnage dédié à cette activité de câbles SMA.

### 3.3.2 Retards dus aux câbles radiofréquences ( $LD_{RF}$ )

L'étalonnage des récepteurs nécessite la mesure du lien transportant des signaux radiofréquences entre le simulateur et l'équipement à caractériser. De plus, la connaissance du retard engendré par le lien entre le simulateur et l'oscilloscope est aussi nécessaire lors de l'étalonnage de celui-ci.

Lors de l'étalonnage du récepteur, le niveau de puissance du signal délivré par le simulateur doit être atténué afin de correspondre à des niveaux de réception acceptables

par le récepteur. Un bloc DC est ainsi placé avant le récepteur afin de bloquer le signal continu normalement fourni par l'équipement pour alimenter l'antenne (Cf. section 2.5.3). Le lien RF est donc constitué d'un câble SMA, d'atténuateurs et d'un bloc DC.



Figure 3.18 : Eléments de la chaîne RF utilisés lors de l'étalonnage du récepteur

Lors de l'étalonnage du simulateur, le signal utile généré est amplifié afin d'atteindre un niveau de puissance visualisable à l'oscilloscope. Le lien RF est constitué d'un câble SMA, d'un isolateur et d'un amplificateur (Cf. section 2.5.3).



Figure 3.19 : Eléments de la chaîne RF utilisés lors de l'étalonnage du simulateur

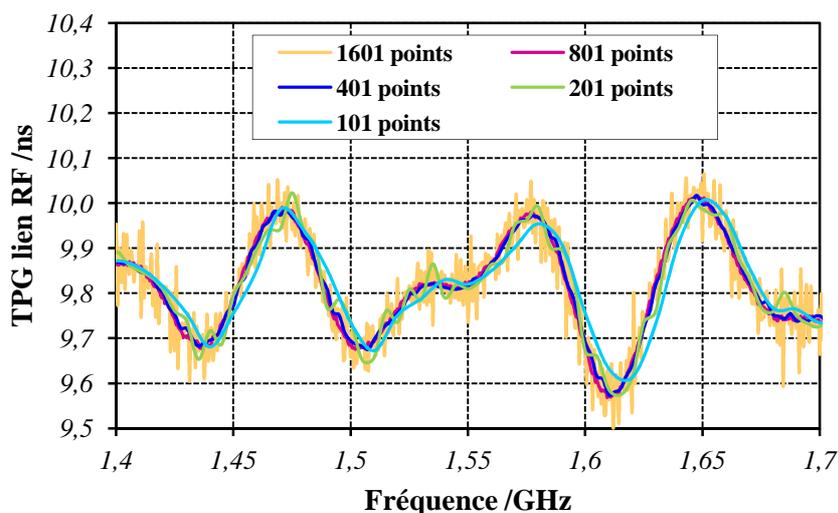
Le délai dû à la propagation du signal RF dans les liens est mesuré avec un analyseur de réseau vectoriel. L'utilisation de cet équipement permet de tenir compte des variations de TPG des liens en fonction de la fréquence. De plus, cette méthode de mesure est la plus représentative des conditions réelles d'utilisation.

Comme pour la mesure de TPG du câble d'antenne, l'utilisation de l'ARV nécessite une étude des paramètres utilisés.

#### ○ Configuration des paramètres de l'ARV

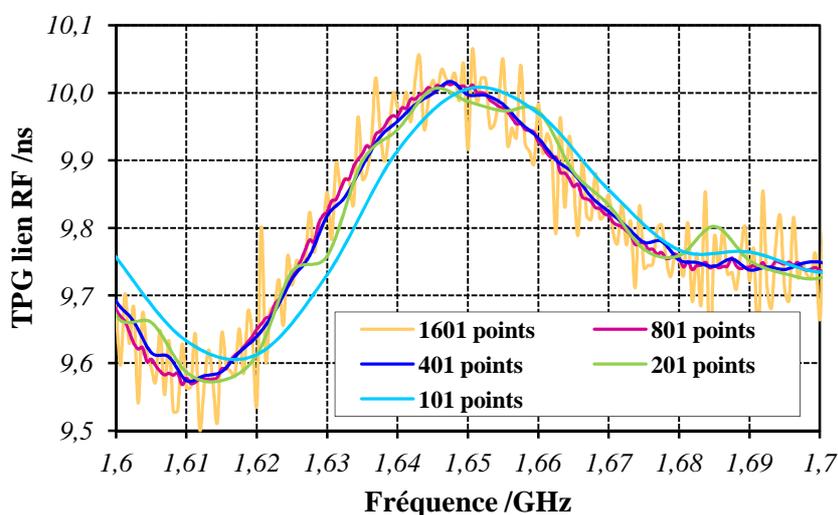
Les réglages des paramètres de l'ARV seront les mêmes pour la mesure des deux liens RF utilisés lors de l'étalonnage du récepteur et du simulateur. Toutefois la puissance a été abaissée et des atténuateurs ont été ajoutés lors de l'étalonnage du lien simulateur/oscilloscope qui comporte un amplificateur.

L'étude menée sur le câble d'antenne a déjà permis d'étudier l'influence des réglages de paramètres de l'ARV. La bande de fréquence étudiée est de 1 GHz. Les câbles RF utilisés lors des étalonnages ont une longueur maximale de 2 mètres ; leur retard est donc inférieur à 10 ns. L'ouverture appliquée sera de 1% car le rapport entre la largeur de bande et le nombre de points est inférieur à cette valeur. D'après l'équation 3.21, pour un TPG de cet ordre le nombre minimal de points requis est de 32 points. La largeur de la bande de fréquence utilisée étant la même que pour la mesure du TPG du câble d'antenne, les paramètres de l'ARV seront donc similaires. La mesure du TPG du lien RF utilisé lors de l'étalonnage de récepteurs en fonction du nombre de points a tout de même été étudiée (Figure 3.20).



**Figure 3.20 :** TPG d'un lien RF en fonction de la variation du nombre de points

La mesure étant bien moins bruitée que celle réalisée sur le câble LMR400 de 30 mètres aucun lissage ne sera appliqué. Lorsque la mesure du TPG est réalisée avec 1601 points, le résultat est très bruité. En revanche, avec 101 points, il semble que la mesure soit biaisée comparativement aux autres courbes. La Figure 3.21 présente un zoom de la Figure 3.20 de 1,6 à 1,7 GHz afin d'étudier plus en détails l'impact de la variation de l'ouverture en modifiant le nombre de points.



**Figure 3.21 :** Zoom du TPG d'un lien RF en fonction de la variation du nombre de points

Ce graphique confirme que les données sont biaisées lorsque le nombre de points de mesure est de 101. Il apparaît également que la mesure montre des variations anormales en utilisant 201 points de mesures. Il sera donc préconisé d'utiliser 801 ou 401 points lors de la mesure de TPG des liens RF nécessaires à l'étalonnage des récepteurs.

Les paramètres utilisés lors de la mesure des liens entrant en jeu lors de l'étalonnage des récepteurs sont donc :

- Bande passante : 1 GHz [1-2 GHz]
- Nombre de points : 401
- Ouverture 1%
- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Lissage : 0%

### 3.3.3 Retard interne du simulateur (SD)

Un simulateur de signaux GNSS génère les signaux nécessaires à l'étalonnage en absolu des récepteurs utilisés pour le transfert de temps. Cependant, le retard interne de celui-ci doit être connu afin de corriger le biais qu'il engendre sur la mesure de différence de pseudo-distances.

La mesure du retard interne du simulateur (SD) consiste à évaluer la différence entre une transition de code du signal RF et le signal 1 PPS fourni par le simulateur. Ce retard correspond au temps entre le front montant du signal 1 PPS issu du simulateur et la première transition de code (passage à zéro) générée immédiatement après (*Cf. section 2.5.3*). Les simulateurs Spirent sont pourvus d'une fonction spécifique à cet effet (*Single Channel*). Elle permet de générer un seul code sur un canal choisi par l'utilisateur pour chaque fréquence.

La méthode couramment employée pour étalonner le simulateur est la méthode dite de "zero-crossing". Elle consiste à déterminer par lecture directe à l'oscilloscope le délai entre le signal 1 PPS et la transition de code. Or, le niveau de bruit du code dégrade grandement la qualité de la mesure (*Figure 3.22*). Avec cette méthode, il est difficile de déterminer la position de la transition de code avec une incertitude inférieure à 200 ps.

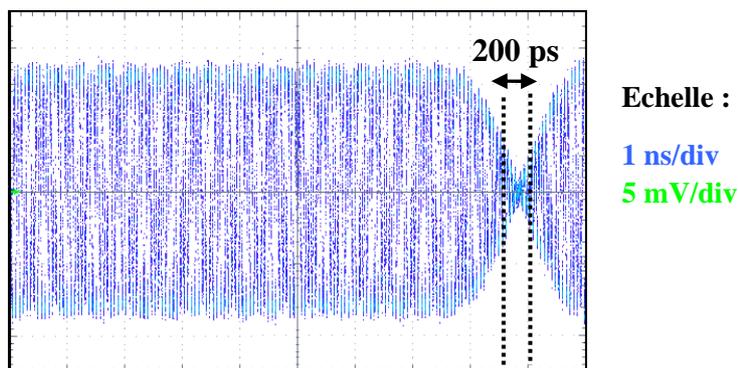


Figure 3.22 : Transition de code C/A

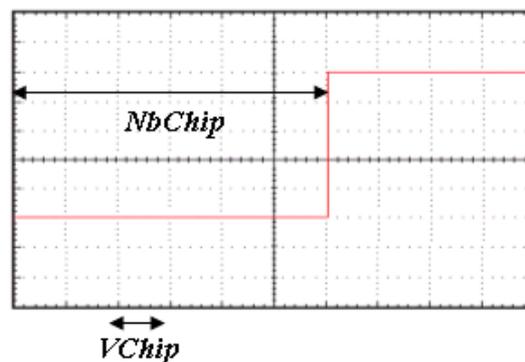
Pour pallier à ce problème, une méthode de corrélation a été développée au CNES permettant ainsi d'obtenir un résultat avec une plus grande exactitude et une incertitude de mesure plus faible [96]. La méthode de corrélation, développée et employée par le

CNES, détermine le retard du simulateur en comparant un code C/A connu synchronisé avec le signal 1 PPS et le code C/A généré par le simulateur. Un programme réalise un décalage successif du code généré par le simulateur par rapport au code de référence. Quand la coïncidence des deux codes est optimale, on enregistre la valeur du décalage qui fournira, après traitement, la valeur du retard interne du simulateur. Cette méthode est plus exacte que la simple lecture de la valeur à l'écran de l'oscilloscope car le retard est estimé avec plus d'une transition de code. L'incertitude liée à la mesure de corrélation est équivalente à la résolution de l'oscilloscope. Dans le cadre de cette thèse, l'oscilloscope utilisé est un Tektronix DPO7000 dont la résolution est de 100 ps [109]. Le délai induit par les liens transportant les signaux RF et 1 PPS entre le simulateur et l'oscilloscope doit aussi être mesuré (*Cf. section 2.5.3*) afin d'être déduit du résultat de corrélation pour obtenir le retard effectif du simulateur.

Le retard interne d'un canal du simulateur est alors régi par l'équation suivante :

$$SD = SD_c + \left( NbChip \cdot \frac{1}{F_f} \right) - NbChip \cdot VChip + Te - LD_{SI} \quad (3.11)$$

- **SD** : Retard électrique interne du simulateur caractéristique d'un canal [ns]
- **SD<sub>c</sub>** : Valeur fournie par le programme de corrélation [ns]
- **NbChip** : Nombre de fraction de décalage du signal 1 PPS par rapport à la référence zéro de l'oscilloscope (Figure 3.23)
- **F<sub>f</sub>** : Fréquence fondamentale  $1,023 \cdot 10^6$  Hz
- **VChip** : Valeur d'une fraction de l'écran de l'oscilloscope [ns] (Figure 3.23)
- **Te** : Valeur du temps d'échantillonnage [ns] (dans notre cas 100 ps)
- **LD<sub>SI</sub>** : Retard dû à la liaison physique (1 PPS, L1 ou L2) entre le simulateur et le récepteur [ns]



**Figure 3.23** : Schéma déterminant le nombre de décalage du signal 1 PPS et l'unité des abscisses de l'oscilloscope lors de la corrélation

En employant cette technique, seul le retard interne spécifique au canal employé lors de l'étalonnage du simulateur a été déterminé. Il est donc nécessaire de prendre en compte dans le bilan d'incertitudes la valeur du biais intercanaux afin d'intégrer le décalage éventuel entre les canaux du simulateur. Pour l'instant, aucune méthode étudiée n'a permis de déterminer si les canaux du simulateur étaient parfaitement synchronisés. La valeur du biais prise en considération est donc celle estimée par le constructeur [100].

Un seul étalonnage du simulateur est réalisé pour le code C/A et le code P à chaque fréquence car, d'après le constructeur, les deux codes sont synchronisés.

Il est plus difficile de réaliser un étalonnage du simulateur avec le code P car celui-ci a une période d'une semaine et n'est pas visualisable directement à l'écran de l'oscilloscope. Pour pouvoir tout de même déterminer le retard interne du simulateur avec ce code, il est nécessaire d'utiliser la fonction persistance de l'oscilloscope. Cette fonctionnalité permet de faire apparaître par un jeu de dégradé de couleurs les passages successifs du signal et rend ainsi possible la visualisation de la transition du code P. La Figure 3.24 présente la comparaison de la transition des codes P et C/A suivant le front montant du signal 1PPS lors de l'étalonnage du simulateur.

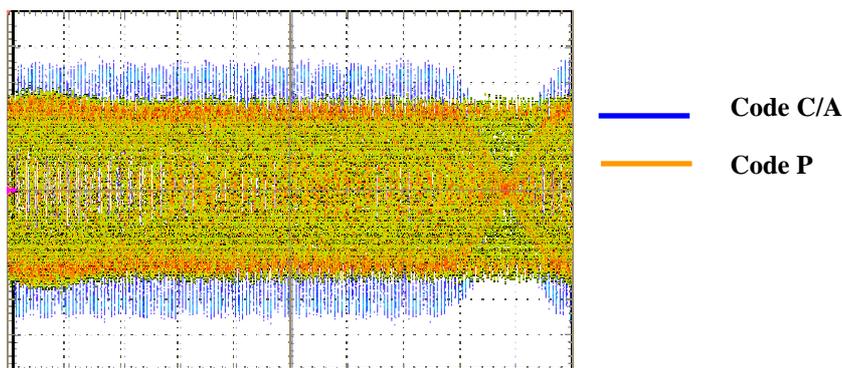


Figure 3.24 : Transitions de code C/A et P pour la fréquence L1

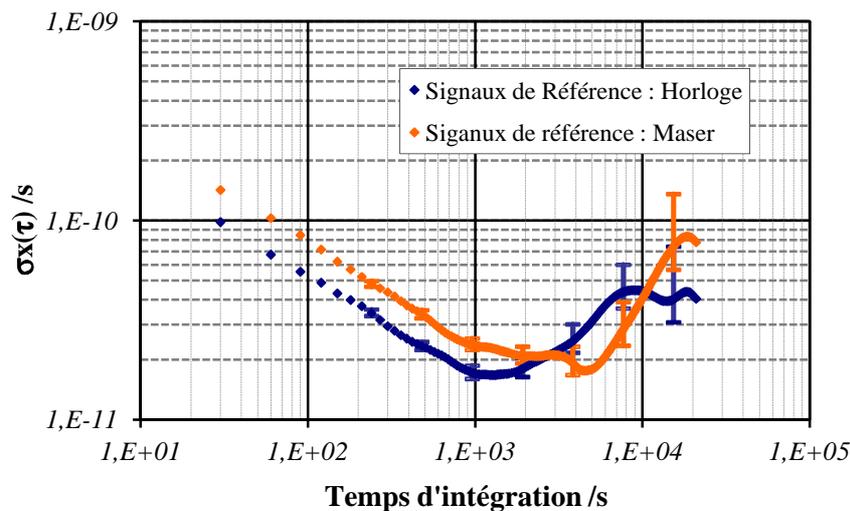
Graphiquement, les transitions des codes C/A et P sont synchrones pour la fréquence L1. Cette observation a également été vérifiée pour la fréquence L2.

L'étalonnage du simulateur en utilisant le code C/A est donc suffisante pour pouvoir corriger l'ensemble des acquisitions à 200 ps près : les mesure réalisées avec le code C/A mais également celles effectuées avec le code P.

#### ○ Référence de fréquence

Lors des étalonnages réalisés dans le laboratoire Temps-Fréquence du CNES, la référence de fréquence fournie au simulateur et aux récepteurs est générée par un maser actif EFOS 16. Certaines études ont nécessité le déplacement du banc d'étalonnage dans d'autres locaux dépourvus de référence de fréquence. Dans ce cas, une horloge Césium Oscilloquartz 3210 a été utilisée pour fournir des signaux 10 MHz et 1 PPS aux équipements. Le Maser à hydrogène présente une bonne stabilité à court terme alors que les horloges atomiques le sont à plus long terme.

La Figure 3.25 présente une comparaison des pseudo-distances générées par le simulateur et acquises par un récepteur Ashtech Z12-T (*Z12<sub>HT</sub>*) lorsque les signaux de référence sont distribués par le Maser ou par l'horloge. La comparaison de ces signaux est réalisée à l'aide d'un outil statistique, l'écart type temporel d'Allan (*Voir Annexe B*). Le temps d'acquisition est d'une journée.



**Figure 3.25** : Influence des signaux de référence sur les signaux acquis par un récepteur Ashtech Z12-T

L'écart type temporel d'Allan traduit le bruit de mesure sur les pseudo-distances acquises par le récepteur en fonction des signaux de référence 10 MHz et 1 PPS fourni au simulateur et au récepteur. Les acquisitions qui sont du même ordre de grandeur à court et moyen terme et présentent un bruit blanc de phase ( $\tau^{-1/2}$ ) avec l'un ou l'autre des générateurs des signaux de référence. A partir de 1000 s pour l'horloge et de 3000 s pour le Maser, l'influence de la température est notable car un phénomène périodique est visible. Les deux acquisitions n'ont pas été réalisées dans les mêmes conditions environnementales. Ceci pourrait donc expliquer la légère différence de stabilité et du phénomène périodique visible entre les deux séries de données.

Les valeurs d'étalonnage sont déterminées à partir de la moyenne des données acquises par les récepteurs calculée sur une durée minimale d'un jour. Cette méthode permet de s'affranchir du bruit court-terme. La faible différence de bruit à long terme entre les signaux acquis lors de l'utilisation du maser ou de l'horloge permet donc d'utiliser indifféremment l'un ou l'autre des générateurs de fréquence lors de l'étalonnage en absolu des récepteurs.

#### ○ Sensibilité thermique

Des variations des pseudo-distances corrélées avec la température ont été observées lors de mesures d'étalonnages de récepteurs [97]. Ces fluctuations sont dues à la sensibilité thermique des récepteurs mais également du simulateur. Une étude a donc été menée afin de déterminer l'influence de ce paramètre environnemental sur le résultat d'étalonnage du simulateur. Pour cela, cet équipement a été placé dans une étuve régulée en température et en hygrométrie (Cf. section 3.3.5). Le retard interne du simulateur a alors été mesuré en continu tout en faisant évoluer la température sur une plage de 286 K à 308 K [13°C;+35°C]. La Figure 3.26 présente le retard interne du simulateur STR4760 déterminé avec le code C/A en fonction de la température pour chaque fréquence GPS.

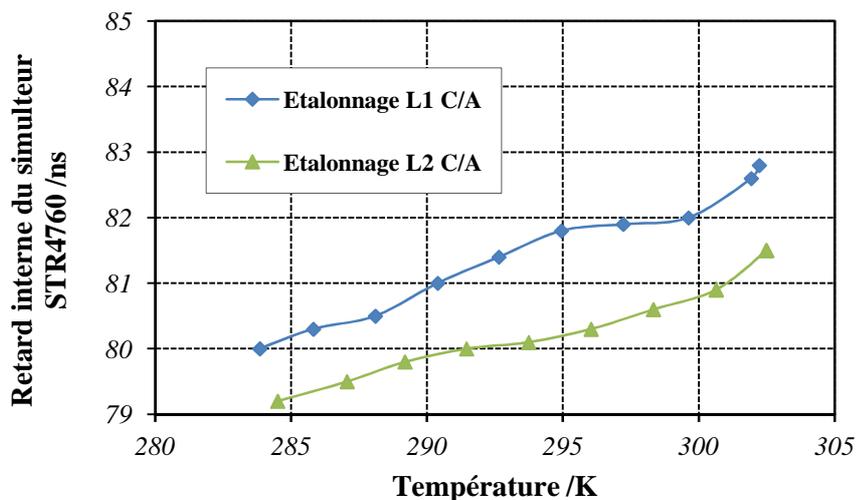


Figure 3.26 : Retard interne du simulateur (SD) en fonction de la température

Le retard interne du simulateur est dépendant de la température. Pour la fréquence L1, le résultat d'étalonnage montre une sensibilité thermique de  $0,15$  ( $0,02$ )  $\text{ns.K}^{-1}$  alors qu'elle n'est que de  $0,12$  ( $0,02$ )  $\text{ns.K}^{-1}$  pour L2.

Cette étude illustre bien le fait qu'il est impératif de mesurer le retard électrique interne du simulateur (SD) à chaque étalonnage de récepteur afin de s'affranchir de sa sensibilité à la température.

### 3.3.4 Retard dû au paramètre $Rx_{1PPS}$

La mesure du paramètre  $Rx_{1PPS}$  qui représente la différence entre le point de référence interne d'un récepteur et le point d'entrée du signal 1 PPS fourni au récepteur varie selon le modèle de l'équipement utilisé. En effet, chaque fabricant construit l'architecture, donc la référence interne de ses récepteurs, différemment (Cf. section 2.1.2). Généralement, les constructeurs fournissent la méthode la plus appropriée pour mesurer ce biais. Ces valeurs étant bien connues pour les récepteurs étudiés couramment au cours de cette thèse (Ashtech Z12T, Septentrio PolaRx2, Dicom GTR50) aucune optimisation ou étude particulière n'a été menée sur ce sujet.

### 3.3.5 Différence de pseudo-distances (RxR-SR)

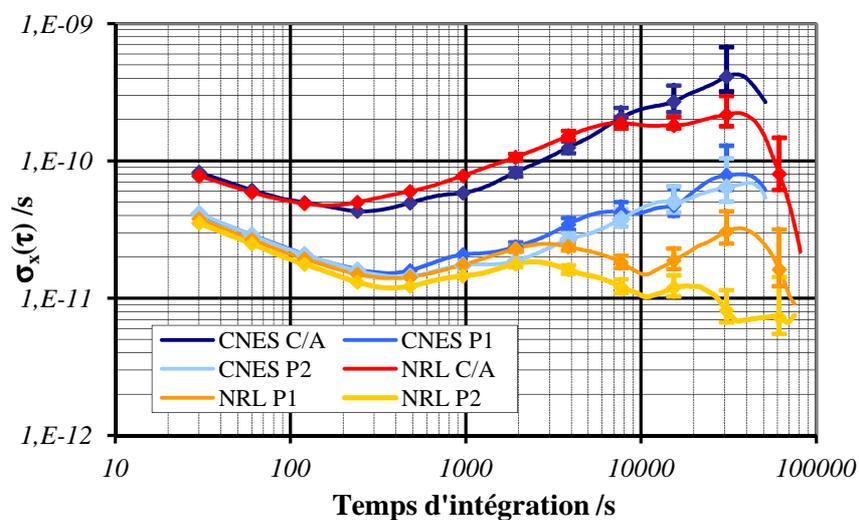
L'utilisateur peut contrôler tous les paramètres des signaux émis par un simulateur Spirent au travers du logiciel SimGen qui permet de définir le scénario de simulation. Pour l'étalonnage des récepteurs, les signaux générés ne sont entachés d'aucune erreur (Horloge, multitrajets, atmosphère...). Les autres paramètres ont été choisis aléatoirement ou par défaut.

### ○ Reproductibilité logicielle et matérielle

Il est important de vérifier que le résultat d'étalonnage est indépendant du scénario et du simulateur utilisé. A notre connaissance, il n'existe qu'un seul fabricant qui fournisse des simulateurs de signaux GNSS permettant de déterminer le retard interne des récepteurs. En effet, la plupart de ce type d'équipement (Ifen, Spectracom) ne permet pas de connaître le retard engendré par le simulateur lui-même. La comparaison entre plusieurs générateurs de signaux n'a donc pu être menée que sur des équipements Spirent associés à un logiciel SimGen.

#### - Logiciel SimGen

Un scénario pilotant le simulateur a été défini avant de commencer les étalonnages des récepteurs. Les signaux simulés ne doivent comporter aucun bruit ni délai. Deux scénarii différents conçus par deux institutions (le CNES et le NRL) ont été utilisés pour étalonner un récepteur Septentrio PolaRx2 (*PolaR<sub>HT</sub>*). Ne pouvant ajouter de sources de bruit, les seules différences qui ont pu être apportées concernent la date à laquelle va débiter la simulation et la position du récepteur. Les deux scénarii conçus par le CNES et le NRL ont été joués sur le simulateur Spirent STR4760 du CNES dans les mêmes conditions environnementales.



**Figure 3.27** : Ecart-type d'Allan temporel des pseudo-distances  
Acquisés par un récepteur Dicom pour différents scénarii

Toutes les acquisitions présentent un bruit blanc de phase ( $\tau^{-1/2}$ ) à court et moyen terme. A court terme, les deux scénarii permettent de faire des mesures avec le même niveau de bruit pour chaque code. Un terme périodique dû à la variation thermique journalière dégrade l'écart type temporel des données ne permettant pas de faire une expertise long terme. Cette étude permet tout de même de dire que le scénario utilisé n'a pas d'influence sur la génération de pseudo-distances fournies par le simulateur.

### - Simulateur

La comparaison de l'influence du simulateur utilisé a été étudiée avec deux générateurs de signaux Spirent STR4760. Ces deux équipements ont été placés à tour de rôle dans le même environnement afin d'étalonner un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{Pha}$ ). La seule chose qui les différencie est le nombre de canaux. Le premier simulateur comporte 12 canaux (*STR4760-1*) alors que le second simulateur n'est doté que de 8 canaux (*STR4760-2*).

Le Tableau 3.4 présente les résultats d'étalonnages réalisés avec chacun des simulateurs.

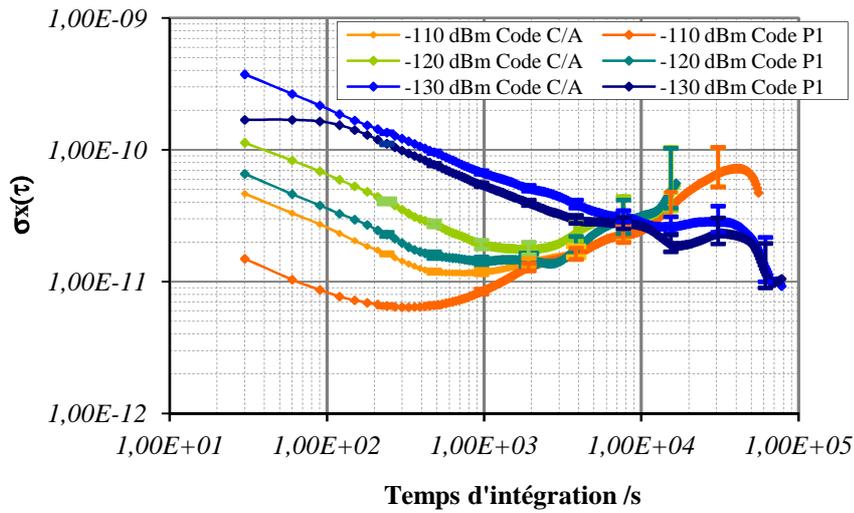
**Tableau 3.4 :** Etalonnage d'un récepteur Septentrio PolaRx2 en fonction du simulateur utilisé

	<b>STR4760-1</b>	<b>STR4760-2</b>	<b>Différence</b>
<i>Code C/A</i>	193,84 (0,49)	194,05 (0,53)	0,21
<i>Code L1</i>	192,53 (0,48)	192,72 (0,49)	0,20
<i>Code L2</i>	193,51 (0,47)	193,23 (0,47)	-0,22

La différence entre les résultats d'étalonnage déterminés avec les deux simulateurs Spirent montrent un écart d'environ 200 ps alors que l'incertitude de chaque mesure est en moyenne de l'ordre de 500 ps.

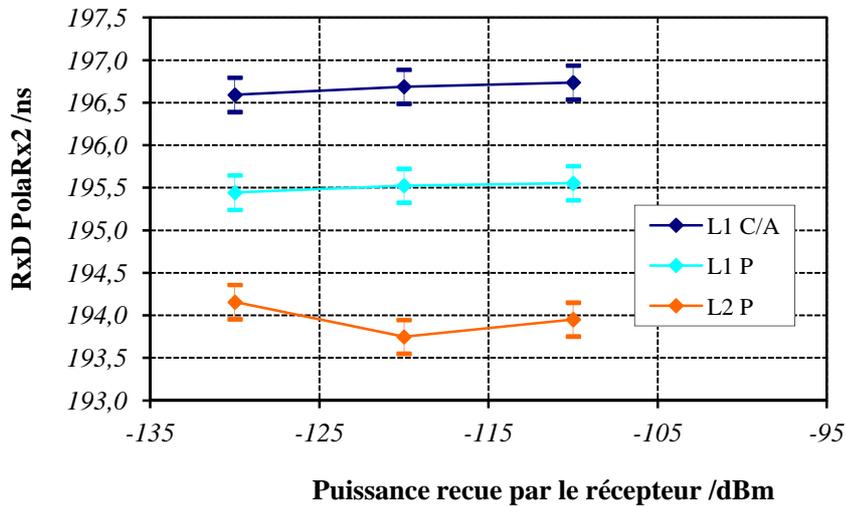
### o Niveau de puissance des signaux GNSS

Les signaux reçus par les récepteurs ont généralement un niveau de puissance compris entre -130 dBm et -110 dBm. En effet, le niveau des signaux GPS à la réception est d'environ -140 dBm à -130 dBm. Les antennes GNSS sont équipées d'amplificateurs dont le gain peut être de 13 à 40 dB [80][81][84]. Le niveau des signaux transmis par le simulateur pouvant être contrôlé, il est intéressant de connaître l'influence de ce paramètre sur le résultat d'étalonnage des récepteurs. La Figure 3.28 donne l'écart type d'Allan temporel des acquisitions de pseudo-distances en fonction du niveau de signaux transmis par le simulateur. La puissance des signaux a été abaissée en utilisant des atténuateurs. Cette étude a été menée avec un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) pour un temps d'acquisition d'une journée



**Figure 3.28 :** Bruit sur les pseudo-distances en fonction du niveau des signaux acquis

Toutes les acquisitions présentent un bruit blanc de phase ( $\tau^{-1/2}$ ) quelle que soit la puissance fournie au récepteur. Ce graphique illustre bien le fait que les signaux sont plus bruités à court terme lorsque la puissance des signaux est plus faible. A partir de 1000 secondes, il est difficile de fournir une tendance car les fluctuations thermiques de l’environnement de mesure pour des puissances de 110 et -120 dBm brulent le signal. Afin de déterminer si le bruit court-terme a une influence sur la détermination du retard interne des récepteurs, les valeurs d’étalonnage du récepteur Septentrio PolARx2 ( $PolaR_{HT}$ ) pour différentes puissances de signaux ont été comparées.



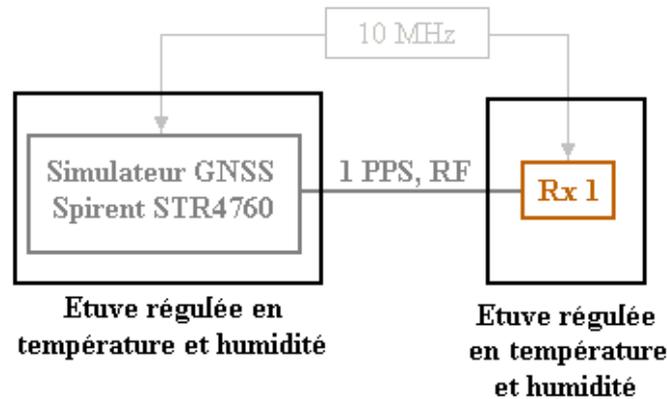
**Figure 3.29 :** Retard d’un récepteur Septentrio PolARx2 en fonction du niveau de puissance des signaux reçus

La Figure 3.29 prouve que l’étalonnage du récepteur ne dépend pas du niveau de puissance des signaux reçus car la différence de pseudo-distances est calculée à partir de

la moyenne pour une durée d'acquisition minimale d'une journée. Avec l'utilisation de cette méthode, le bruit court-terme devient négligeable.

#### o Sensibilité environnementale

Les fluctuations observées pendant les acquisitions de signaux simulés sont environ de  $0,4 \text{ ns.K}^{-1}$  à température ambiante [97]. Ces variations proviennent de la sensibilité des équipements au changement de l'environnement dans lequel il se trouve. La reproductibilité ainsi que l'exactitude des données fournies par le simulateur est un élément primordial dans la mesure d'étalonnage de récepteurs. Les sensibilités thermique et hygrométrique de cet équipement ont donc été étudiées afin de connaître son comportement lors de l'évolution de ces paramètres. Le simulateur Spirent STR4760 et un récepteur ont été placés dans deux étuves permettant ainsi de contrôler et de mesurer indépendamment les variations du milieu dans lequel ils se trouvaient (Figure 3.30).



**Figure 3.30 :** Principe de l'étude de l'environnement sur le simulateur et sur les récepteurs

Lors de cette expérience, le récepteur étudié ainsi que le simulateur sont toujours placés dans une étuve même lorsque leur environnement était stable car la pièce dans laquelle a été mise en place cette expérimentation n'est pas réglée en température.

Les deux étuves utilisées sont identiques (Secasi SLH150) et permettent une régulation thermique avec une précision de  $0,1 \text{ K}$  ( $k=1$ ) et hygrométrique avec une précision de  $0,3 \%$  ( $k=1$ ).



**Figure 3.31** : Montage de l'étude visant à caractériser la sensibilité thermique et hygrométrique des équipements

Trois sondes ont été utilisées pour contrôler la température et l'humidité :

- Une sonde PT100 de classe A dont la précision est de  $0,002 \cdot T^{10}$  qui est placée sur la surface de l'équipement.

- Un thermocouple de classe K qui est placé au centre de l'étuve afin de contrôler l'application de la consigne. Sa précision est de  $0,004 \cdot T^9$ .

Pour la mesure de l'humidité, un hygromètre d'une précision est de 1,5 % a été utilisé.

#### - Sensibilité thermique

Les spécifications constructeur indiquent que les températures d'opération du simulateur sont comprises entre 283 K et 313 K [+10°C ; +40°C] [100]. L'influence de la sensibilité thermique du simulateur lors de l'étalonnage du récepteur a été étudiée dans une gamme allant de 286 K à 308 K [+13°C ; +35°C]. Pour cette expérience, la température de l'étuve du simulateur va augmenter de façon régulière sur toute la plage de température étudiée alors que le récepteur restera dans un environnement stable à température et taux d'humidité constant. Le récepteur utilisé est un Septentrio PolaRx2 (*PolaR<sub>HT</sub>*).

#### Réglage des paramètres :

- Etuve simulateur :

- Température : Plage de température : 286-308 K [+13 ; +35°C]  
Variation appliquée: Rampe de à 0.25 K/h

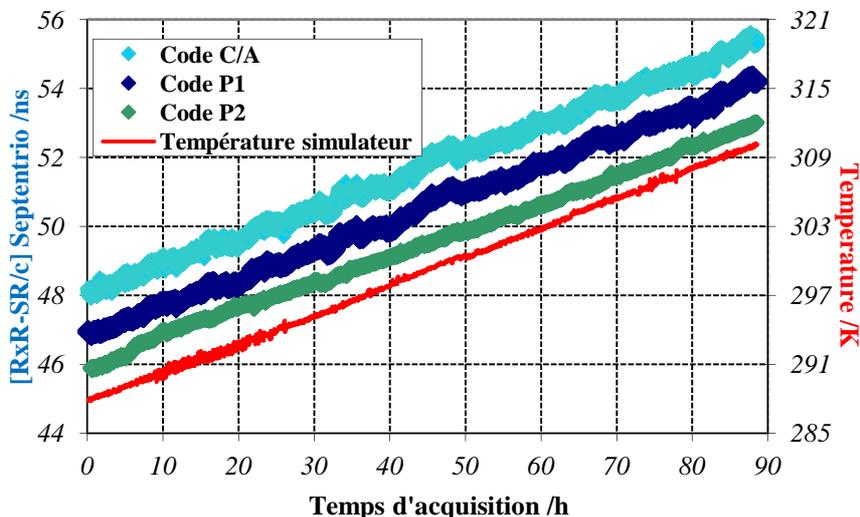
- Humidité : 30 %

- Etuve récepteur :

- Température : 293 K [20°C]
- Humidité : 30 %

<sup>10</sup> Données constructeur. Aucune information précise n'est fournie sur la méthode d'obtention de cette valeur

La Figure 3.32 présente le retard interne du récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) pour le code C/A, le code P1 et le code P2, la température à l'intérieur de l'étuve (Sonde PT100) et à la surface du simulateur (Sonde PT100) pendant tout le temps d'acquisition.



**Figure 3.32 :** Evolution de la différence de pseudo-distances et de la température de l'étuve du simulateur en fonction du temps d'acquisition

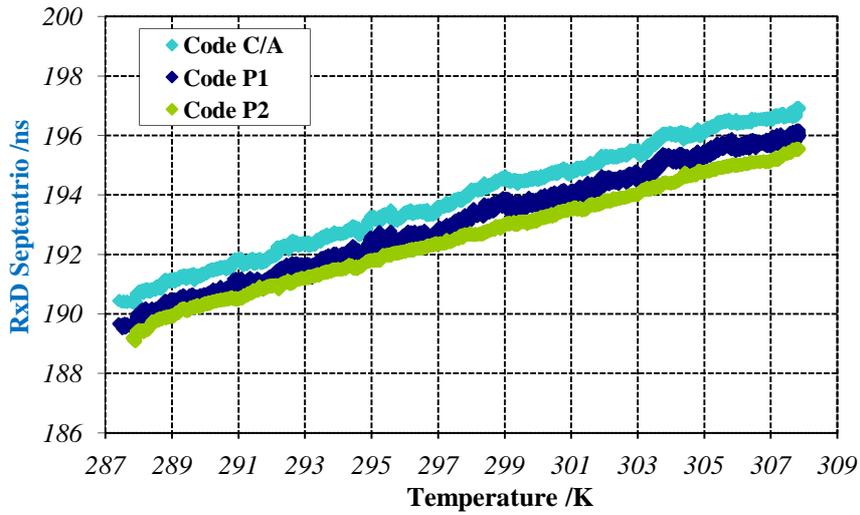
L'environnement du récepteur étant parfaitement contrôlé et stable, les variations observées traduisent l'évolution des données fournies par le simulateur. On constate sur la Figure 3.32 que le retard interne du récepteur est fortement corrélé avec les variations de température de l'enceinte du simulateur.

Ces acquisitions permettent donc de déterminer la relation entre les variations du retard interne du récepteur ( $PolaR_{HT}$ ) en fonction de la variation de température vue par le simulateur pour chaque code :

$$RxD = RxD_0 + \alpha T \quad (3.12)$$

- **RxD**: Retard électrique du récepteur [ns]
- **T**: Température [K]
- **$\alpha$**  : Sensibilité de l'équipement à la température [ $\text{ns.K}^{-1}$ ]
- **RxD<sub>0</sub>** : Paramètre du retard électrique du récepteur en inerte [ns]

La Figure 3.33 présente le retard du récepteur en fonction de la température de l'étuve contenant le simulateur traduisant ainsi la sensibilité thermique du simulateur STR4760.



**Figure 3.33 :** Retard interne d'un récepteur Septentrio PolaRx2 en fonction de la température du simulateur

Les coefficients directeurs des droites fournissent le retard interne du récepteur pour chaque code en fonction de la température vue par le simulateur qui est en moyenne de  $0,32 \text{ ns.K}^{-1}$ .

La sensibilité thermique du simulateur STR4760 est régie par l'équation suivante :

$$ST = \frac{\Delta Rx D}{\Delta T} \quad (3.13)$$

D'après la loi de propagation des incertitudes [113], l'incertitude sur la mesure de la sensibilité thermique est donc régie par l'équation suivante :

$$u^2(ST_{STR4760}) = \left( \frac{\partial ST_{STR4760}}{\partial Rx D} \right)^2 u^2(Rx D) + \left( \frac{\partial ST_{STR4760}}{\partial T} \right)^2 u^2(T) \quad (3.14)$$

$$u^2(ST_{STR4760}) = [c_1 u(Rx D)]^2 + [c_2 u(T)]^2 \quad (3.15)$$

$c_1$ :  $1/\Delta T \text{ [K}^{-1}\text{]}$

$c_2$ :  $-\Delta Rx D/T^2 \text{ [ns.K}^{-2}\text{]}$

$$u^2(ST_{STR4760}) = u_1^2 (Rx D) + u_2^2 (T) \quad (3.16)$$

L'incertitude de mesure sur l'étalonnage du récepteur Septentrio (*PolaR<sub>HT</sub>*) est de 0,50 ns (k=1) (Cf. section 4.3.1). Cette valeur est plus élevée que les résultats habituellement rencontrés car l'incertitude de mesure de  $X_o$  qui est habituellement de 0,15 ns est ici de l'ordre de 0,32 ns. Cet équipement est placé dans une pièce qui n'est pas contrôlée en température. Les fluctuations de l'environnement auquel il est soumis

expliquent certainement l'écart type important des mesures. L'incertitude de mesure de la sonde mesurant la température au sein de l'étuve est de  $0,07 \text{ K}^{11}$  ( $k=1$ ).

$$u(ST_{STR4760}) = \sqrt{u_1^2 (RxD) + u_2^2 (T)} = \mathbf{0,019 \text{ ns.K}^{-1}} \quad (k = 1) \quad (3.17)$$

- $\mathbf{u^2(ST_{STR4760})}$  : Variance combinée de la sensibilité thermique du simulateur [ $\text{ns}^2.\text{K}^{-2}$ ]
- $\mathbf{u^2(RxD)}$  : Variance combinée de la mesure du retard du récepteur [ $\text{ns}^2$ ]
- $\mathbf{u^2(T)}$  : Variance combinée de la mesure de température [ $\text{K}^2$ ]

Le simulateur présente donc en moyenne pour chaque code et à chaque fréquence une dépendance linéaire à la température non négligeable de  $0,32$  ( $0,02$ )  $\text{ns.K}^{-1}$  ( $k=1$ ) pour une gamme de température de  $286 \text{ K}$  à  $308 \text{ K}$  [ $+13$  ;  $+35^\circ\text{C}$ ].

La forte influence de la température sur le simulateur est probablement due à son architecture discrète constituée de nombreux composants électroniques, notamment de résistances qui sont particulièrement sensibles aux effets de la température.

#### - **Sensibilité hygrométrique**

L'humidité relative, couramment notée  $\phi(\%)$ , correspond au rapport de la pression partielle de vapeur d'eau contenue dans l'air sur la pression de vapeur saturante à la même température et pression. Cette mesure traduit donc le rapport entre le contenu en vapeur d'eau de l'air et sa capacité maximale à en contenir dans ces conditions.

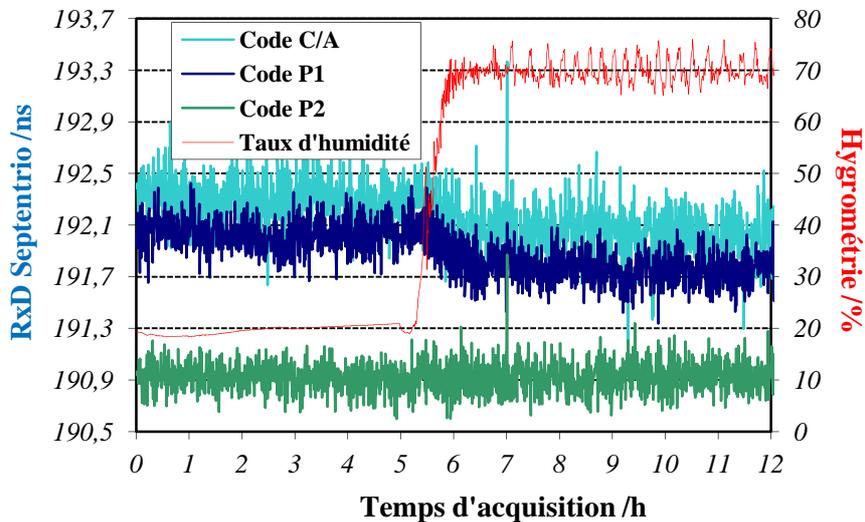
Les spécifications fournies par le constructeur indiquent que le taux d'humidité recommandé pour l'environnement du simulateur est compris entre  $20 \%$  et  $90 \%$  [100]. La sensibilité hygrométrique du simulateur a donc été étudiée dans une gamme de taux d'humidité allant de  $20 \%$  à  $70 \%$ . D'après les mesures déjà réalisées, si l'humidité a une influence sur les données fournies par le simulateur, elle est très faible. Contrairement à la mesure de la sensibilité à la température, ce ne sera pas une rampe du taux d'hygrométrie qui sera appliquée mais un saut. L'humidité a été maintenue à  $20 \%$  pendant 5 heures puis a subi un saut pour atteindre  $70 \%$  d'humidité. Ce taux a ensuite été maintenu plusieurs heures.

#### Réglage des paramètres :

- Etuve simulateur :
  - Température :  $293 \text{ K}$
  - Humidité : Gamme d'hygrométrie : [ $20$ - $70 \%$ ]  
Variation appliquée : Saut de  $+ 50 \%$  en  $1 \text{ h}$
- Etuve récepteur :
  - Température :  $293 \text{ K}$
  - Humidité :  $30 \%$

<sup>11</sup> Données constructeur. Aucune information précise n'est fournie sur la méthode d'obtention de cette valeur

La Figure 3.34 présente les variations du retard interne du récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) pour les codes C/A, P1, P2 et du taux d'humidité vu par le simulateur en fonction du temps d'acquisition :



**Figure 3.34** : Evolution du retard du récepteur et du taux d'humidité en fonction du temps d'acquisition

On peut constater sur cette figure que la variation du taux d'humidité de l'environnement dans lequel est placé le simulateur a une influence très faible sur les données du simulateur fournies au récepteur. Les variations d'humidité ont d'ailleurs une influence quasi nulle sur les données P2.

Ces acquisitions permettent de déterminer la relation entre les variations du retard interne du récepteur ( $PolaR_{HT}$ ) pour chaque code en fonction du taux d'humidité :

$$Rx D = Rx D_0 + \beta \varphi \quad (3.18)$$

- $\varphi$ : Hygrométrie [%]
- $\beta$  : Sensibilité de l'équipement au taux d'humidité [ns/%]
- $RxD_0$  : Paramètre du retard électrique du récepteur en inerte [ns]

- Pour le code C/A :  $\beta_{C/A} = -0,004$  ns/%
- Pour le code P1 :  $\beta_{P1} = -0,004$  ns/%
- Pour le code P2 :  $\beta_{P2} = -0,001$  ns/%

La sensibilité hygrométrique du simulateur pour une variation de 10 % du taux d'humidité est donc de 40 ps pour L1 et de 10 ps pour L2.

L'étalonnage du récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) a une incertitude de 0,51 ns ( $k=1$ ) alors que l'incertitude sur la mesure du taux d'humidité est de 1,50%. Comme pour la mesure de la sensibilité thermique, l'incertitude plus élevée qu'à l'habitude de la mesure du

retard interne du récepteur est dû à l'environnement auquel est soumis l'intervallomètre mesurant  $X_0$ .

La sensibilité hygrométrique est régie par l'équation suivante :

$$S_{\varphi} = \frac{\Delta RxD}{\Delta \varphi} \quad (3.19)$$

D'après la loi de propagation des incertitudes, l'incertitude de mesure de la sensibilité hygrométrique du simulateur est égale à la somme quadratique des incertitudes de la mesure de retard du récepteur et de la mesure du taux d'humidité [113] :

$$u(S_{\varphi_{STR4760}}) = \sqrt{u_1^2(RxD) + u_2^2(\varphi)} = \mathbf{0,011 \text{ ns}/\%} \quad (k = 1) \quad (3.20)$$

- $\mathbf{u(S_{\varphi_{STR4760}})}$  : Incertitude combinée de la sensibilité hygrométrique du simulateur [ns]
- $\mathbf{u_1^2(\mathbf{RxD})}$  : Variance combinée de la mesure du retard du simulateur [ns<sup>2</sup>]
- $\mathbf{u_2^2(\varphi)}$  : Variance combinée de la mesure de l'hygrométrie [ns<sup>2</sup>]

Les données fournies par le simulateur présentent en moyenne une dépendance linéaire au taux d'humidité de -0,004 (0,011) ns/% (k=1) pour la fréquence L1 et de -0,001 (0,011) ns/% (k=1) pour la fréquence L2 pour une plage de 20 à 70 % d'humidité. La valeur importante de l'incertitude de mesure par rapport au résultat lui-même est due à l'incertitude de l'hygromètre utilisé. La sensibilité hygrométrique du simulateur reste donc très faible comparativement à sa sensibilité thermique.

L'étude des paramètres environnementaux sur le simulateur Spirent STR4760 a montré qu'il était très sensible aux variations thermiques dans une plage de température de 286 à 308 K [+13°C ; +35°C]. Le degré d'hygrométrie a lui une influence quasiment négligeable si les mesures sont réalisées dans un environnement stable. La sensibilité thermique et hygrométrique de ce simulateur se traduit par des variations des pseudo-distances acquises par le récepteur. L'incertitude engendrée par ces fluctuations est prise en compte lors de l'étalonnage des récepteurs en incluant l'écart type sur les pseudo-distances dans le bilan d'incertitudes (Cf. *section 4.3.1*). Le résultat d'étalonnage est déterminé à partir du calcul de la moyenne sur une période d'acquisition minimale d'un jour.

L'utilisation d'un simulateur doté d'une électronique plus récente permettrait de réduire notablement l'incertitude sur la mesure de l'étalonnage des récepteurs. En effet, cela permettrait de réduire sa sensibilité à la température mais surtout de supprimer les biais intercanaux.

- **Traitement informatique**

Pour déterminer le retard interne du récepteur, il est nécessaire de calculer la différence entre les valeurs de pseudo-distances acquises par le récepteur et celles simulées par le générateur de signaux GNSS.

Le récepteur génère un fichier Rinex qui fournit à chaque acquisition et pour chaque satellite, les mesures de pseudo-distances pour le code C/A et le code P.

Le fichier généré par le simulateur est constitué d'une matrice de 25 colonnes dont la première indique le temps et dont les 24 suivantes fournissent les pseudo-distances simulées pour chaque satellite de la constellation en fonction de la position du récepteur.

Le nombre de lignes correspond au nombre d'acquisitions. Un programme spécifique a été écrit afin d'extraire les données des fichiers fournis par le récepteur et par le simulateur, de les mettre en forme et de réaliser cette différence. On obtient alors une matrice résultat qui fournit une valeur en nanosecondes pour chaque point d'acquisition (pour chaque satellite à chaque point de mesure).

### 3.4 Etalonnage des antennes

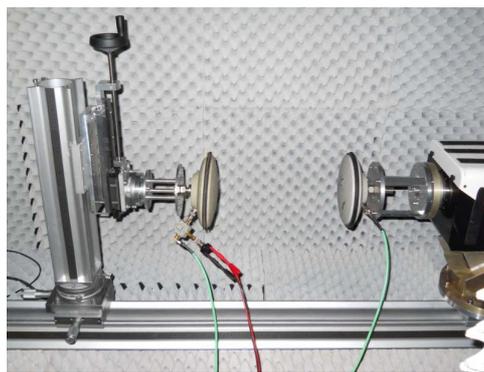
Une antenne GNSS, est constituée d'un élément rayonnant permettant d'acquérir des signaux à polarisation circulaire auquel est généralement associée une fonction de filtrage et d'amplification. La technique requise pour étalonner ce type d'antenne est la méthode en transmission où l'on mesure le temps de propagation de groupe entre les deux ports d'un analyseur de réseau (*Cf. section 2.5.4*). Dans le cadre de cette thèse, l'antenne émettrice est une antenne Novatel 704, permettant d'émettre ou d'acquérir des signaux GNSS (Figure 3.36) [86].

Les expérimentations utilisant des signaux rayonnés sont réalisées en chambre anéchoïque afin de travailler dans un environnement maîtrisé où les signaux parasites seront atténués par les panneaux d'absorbants qui recouvrent les parois de la pièce ou de l'enceinte dans laquelle se déroulent les mesures.

Une mini-chambre anéchoïque a donc été employée afin de déterminer la faisabilité de la mesure d'étalonnage des antennes GNSS. Cet espace d'environ 7 m<sup>3</sup> (Figure 3.35) est équipé d'un banc mécanique comportant deux supports : l'un est mobile horizontalement et verticalement alors que l'autre est fixe mais peut avoir un mouvement rotatif (Figure 3.36).



**Figure 3.35** : Chambre anéchoïque



**Figure 3.36** : Supports mécaniques équipant la chambre anéchoïque

Dans la suite de ce document, la mesure de TPG entre les deux ports de l'ARV, comprenant le retard dû aux antennes, aux câbles et à la propagation du signal dans l'air, sera appelée TPG brut. Les premières mesures sur les antennes disponibles au CNES ont fourni des résultats compris entre 20 et 50 ns donc de grandeur intermédiaire aux TPG des liens RF et du câble d'antenne. De plus, la bande de fréquence étudiée est d'un GHz donc l'ouverture sera d'un pour cent. Le réglage des paramètres de l'ARV utilisé lors de la mesure des câbles peut donc également être employé pour l'étalonnage des antennes. Lors des études d'étalonnage des antennes, la configuration de l'ARV par défaut sera donc la suivante :

- Bande de fréquence : 1 GHz [1-2 GHz]
- Nombre de points : 801 points
- IF bandwidth : 100 Hz
- Puissance : - 7 dBm
- Moyenne : 10 mesures
- Lissage : 0%

La distance entre les antennes en configuration par défaut est de 60 cm.

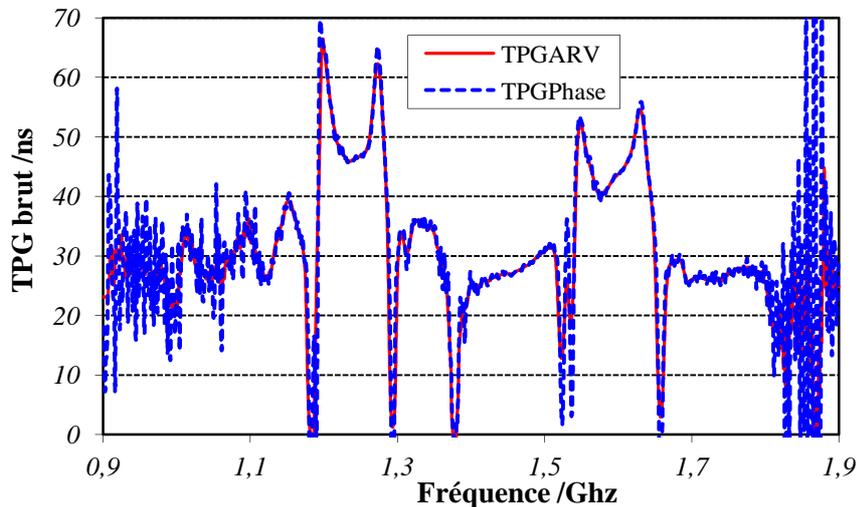
Certains paramètres de l'ARV et environnementaux ont tout le même fait l'objet d'études particulières.

### 3.4.1 Mesures ARV : Configuration des paramètres

Lors d'acquisitions réalisées avec un analyseur de réseau vectoriel, le TPG d'un élément sous test peut être déterminé à partir de la valeur fournie par l'appareil ( $TPG_{ARV}$ ). Il est également possible d'utiliser la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ) à partir de laquelle l'opérateur peut ensuite calculer le TPG. Une comparaison de ces deux configurations de mesure à l'ARV a été menée. L'influence de la puissance a également fait l'objet d'une analyse particulière car les niveaux mis en jeu lors des étalonnages sont bien supérieurs à ceux reçus par les antennes en conditions opérationnelles.

○ **Mesure TPG/Mesure Phase**

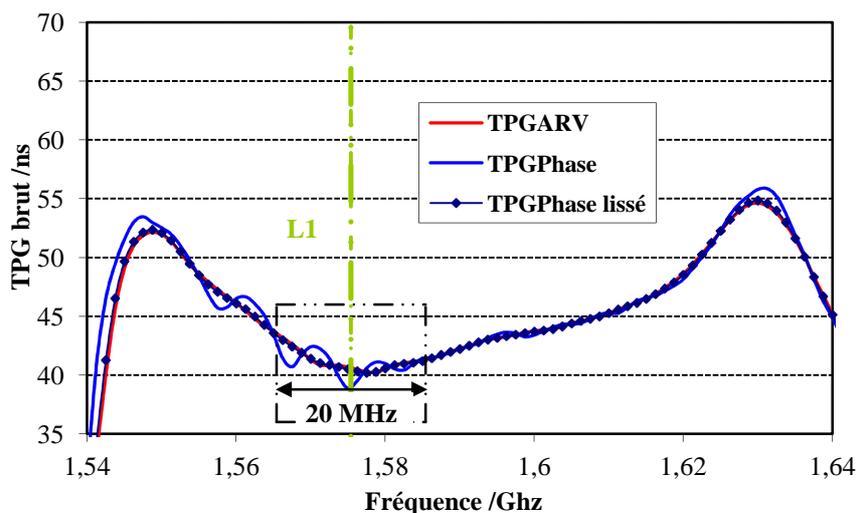
La Figure 3.37 présente le TPG brut mesuré lors de l'étalonnage d'une antenne 702 ( $NOV_{GTR}$ ) fourni par l'appareil ( $TPG_{ARV}$ ) et calculé par l'opérateur à partir de la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ).



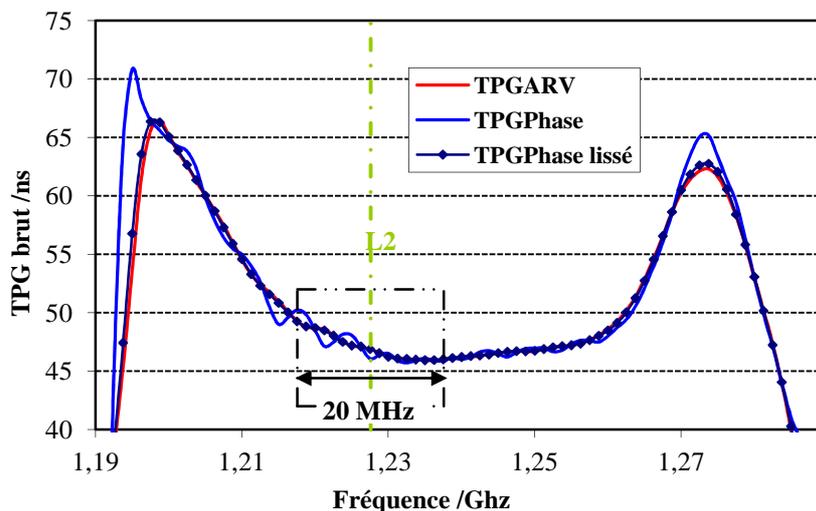
**Figure 3.37 :** TPG brut calculé par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ) ou à partir de la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ) lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 704

Les Figures 3.38 et 3.39 montrent que la mesure du TPG brut n'est pas bruitée, aucun lissage ne sera donc nécessaire. Ce graphique illustre bien le fait que l'antenne réceptrice Novatel 702 a été conçue pour recevoir les fréquences GPS et GLONASS dans des bandes de fréquence centrées autour de 1,558 GHz et 1,236 GHz [81]. Pour ces valeurs, le signal est filtré puis amplifié ; la valeur du TPG devient alors plus élevée mais n'est pas parfaitement linéaire dans la bande de fréquence utile surtout autour de L1. Les méthodes de mesure du TPG calculé par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ) ou par l'utilisateur ( $TPG_{Phase}$ ) fournissent des résultats du même ordre de grandeur.

Les Figures 3.38 et 3.39 présentent un zoom du TPG brut mesuré lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702 ( $NOV_{GTR}$ ) autour des fréquences GPS L1 et L2.



**Figure 3.38 :** TPG brut calculé par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ) ou à partir de la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ) d'une antenne Novatel 702 pour L1



**Figure 3.39 :** TPG brut calculé par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ) ou à partir de la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ) d'une antenne Novatel 702 pour L2

En étudiant plus en détails le TPG brut calculé par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ) ou par l'utilisateur ( $TPG_{Phase}$ ), il apparaît que les résultats diffèrent. Le TPG calculé par l'opérateur montre plus de fluctuations même si les deux mesures ont la même allure. La mesure  $TPG_{ARV}$  semble correspondre à un lissage de la mesure  $TPG_{Phase}$ . Cette hypothèse est vérifiée par la courbe  $TPG_{Phase}$  lissé qui a exactement la même allure que la mesure calculée par l'ARV ( $TPG_{ARV}$ ). Cette troisième série de mesure correspond à un lissage d'1% (ici 7 points) de la mesure  $TPG_{Phase}$ .

Le signal GPS a une largeur de 2 MHz pour le C/A et une largeur de 18 MHz pour le code P (Cf. Annexe A). Le TPG brut exhibant de fortes variations dans une telle largeur de bande, le retard interne des antennes sera calculé à partir de la moyenne du TPG dans une bande de 20 MHz pour le code P et de 2 MHz pour le code C/A. Pour le code P, la

largeur de bande choisie correspond à la bande passante typique des récepteurs et des antennes. L'effet Doppler ne sera pas pris en compte car il est négligeable par rapport aux valeurs choisies (quelques dizaines de kHz).

Le TPG calculé par l'ARV est le lissage du TPG déterminé par l'utilisateur à partir de la mesure de phase ( $TPG_{Phase}$ ). La prise en compte des variations dans la bande passante nécessitant une moyenne, les résultats déterminés à partir des deux mesures seront équivalents. Cependant, pour la suite des études menées sur les antennes, le TPG utilisé sera celui calculé par l'utilisateur afin d'avoir l'assurance de ne pas perdre d'information.

### ○ Puissance

Lorsqu'elles sont utilisées en conditions opérationnelles, les antennes GNSS reçoivent des signaux dont le niveau de puissance est voisin de -130 dBm. Or la puissance mise en jeu lors des étalonnages est très nettement supérieure. En effet, la source radiofréquence des analyseurs de réseau permet de générer des puissances pouvant aller de 0 dBm à -20 dBm. Il est donc primordial de déterminer si l'amplificateur des antennes fonctionne toujours en régime linéaire lorsque la puissance fournie est supérieure à la puissance d'utilisation nominale.

Un amplificateur électronique est un système permettant d'augmenter la tension du signal présent en entrée en tirant l'énergie nécessaire à l'amplification de l'alimentation du système. La linéarité d'un amplificateur correspond à sa capacité à garder constante la pente de la courbe donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée. La limitation de linéarité vient de l'alimentation de l'amplificateur qui ne peut dépasser la tension de sortie de celui-ci. Lorsque cela arrive, on parle de saturation de l'amplificateur.

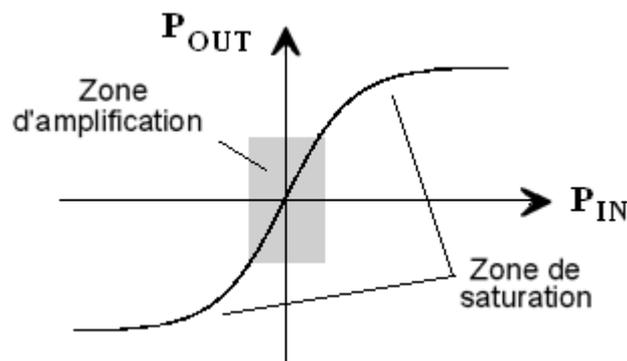


Figure 3.40 : Comportement traditionnel d'un amplificateur

La méthode normalement utilisée pour caractériser le comportement d'un amplificateur est la mesure du test en deux porteuses également appelée rapport C/I (Carrier to

Intermodulation Ratio). Elle permet d'évaluer la zone de linéarité d'un amplificateur et d'illustrer sa distorsion d'amplitude et de phase en faisant varier l'enveloppe du signal injecté à l'entrée [114].

Cette méthode nécessite de pouvoir avoir accès directement à l'amplificateur qui doit être étudié. Elle n'est donc pas applicable dans le cas d'amplificateurs contenus dans les antennes GNSS. Afin d'évaluer tout de même le comportement de ces composants, une étude a été réalisée avec une antenne Novatel 702 (*NovHT*) consistant à faire varier la puissance injectée au jeu d'antennes et de déterminer la linéarité de la puissance en sortie. La puissance fournie au jeu d'antennes est contrôlée à l'aide d'atténuateurs variables. Cette grandeur est ensuite mesurée par un puissancemètre Anritsu LM2438 après que le signal a traversé l'antenne réceptrice. L'antenne émissive Novatel 704 ne comportant pas d'amplificateur, cette technique permettra d'évaluer le comportement de l'antenne réceptrice en fonction de la puissance injectée.

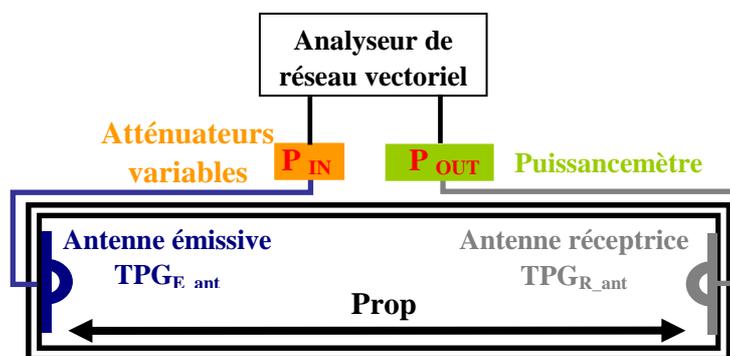


Figure 3.41 : Mesure de la puissance après l'antenne réceptrice

Le puissancemètre donc nous disposons ne permet pas de mesurer des puissances inférieures à -70 dBm. Le Tableau 3.5 présente la puissance reçue par l'ARV en fonction de la puissance fournie à l'antenne réceptrice.

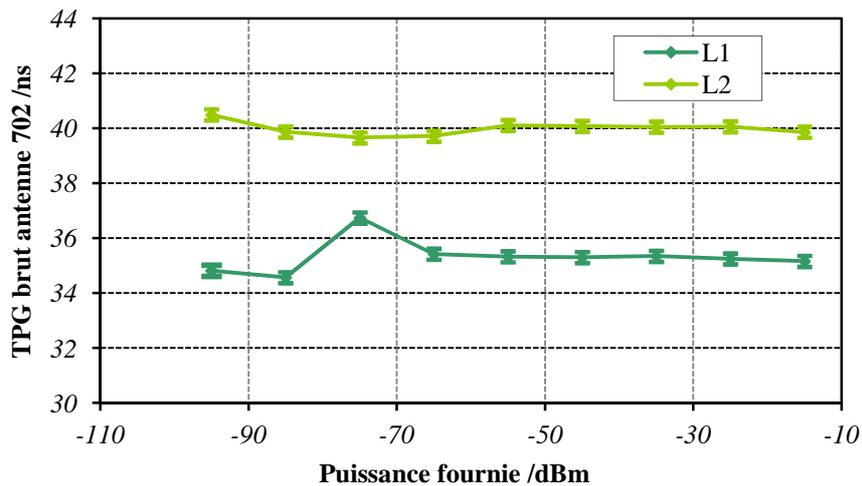
Tableau 3.5 : Puissance reçue après l'ARV en fonction de la puissance fournie lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702

$P_{IN}$ [dBm]	$P_{OUT}$ [dBm]	
	L1	L2
-15	-6	-5
-25	-16	-15
-35	-26	-25
-45	-36	-35
-55	-46	-45
-65	-56	-55

Jusqu'au seuil de valeurs mesurables par le puissancemètre, le rapport des puissances fourni au jeu d'antennes et mesuré après l'antenne réceptrice est linéaire de -15 à -

65 dB. Le gain observé est d'environ 10 dBm. Le constructeur spécifie, pour ce type d'antenne, un gain de 13 dB pour L1 et 11 dB pour L2. La perte de signal due aux câbles et à la propagation dans l'air n'est donc que de quelques dB.

La Figure 3.42 présente la mesure du TPG d'une antenne Novatel 702 (*NovHT*) en fonction de la puissance fournie.



**Figure 3.42 :** TPG brut en fonction de la puissance fournie lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702

Le TPG brut a un comportement linéaire dans une plage de puissance de -15 dBm à environ -65 dBm. A partir de -90 dBm, le plancher de bruit de l'ARV est atteint et les mesures sont trop bruitées pour pouvoir déterminer une valeur de TPG cohérente au-delà de cette valeur.

La puissance n'a pas d'influence sur la mesure de TPG pour des valeurs mesurables par l'ARV, c'est-à-dire de -15dBm à -65 dBm. Si l'amplificateur travaille en régime linéaire sur cette plage de puissance, il restera dans ce mode de fonctionnement pour des puissances inférieures qui sont des valeurs nominales d'utilisation de l'amplificateur. Il est donc possible de déterminer le retard des antennes GNSS avec des puissances supérieures à leurs conditions normales d'utilisation sans biaiser le résultat d'étalonnage.

### 3.4.2 Paramètres environnementaux

Il est également important de vérifier que l'environnement de mesure n'a pas d'influence sur le résultat obtenu. La mesure d'étalonnage a donc été menée dans une chambre anéchoïque avec différents types d'absorbants ainsi qu'en espace libre afin d'évaluer l'influence de l'environnement de mesure. D'autres études sur la distance entre antennes et la température ont été menées afin de définir si ces paramètres avaient une influence sur la valeur du TPG.

### ○ Absorbants

Les absorbants *Eccosorb CV* qui tapissent la chambre anéchoïque sont adaptés à la bande de fréquence X (8 à 12 GHz) alors que les signaux GNSS sont émis en bande L (1 à 2 GHz). Ce sont des absorbants dits en boîte d'œufs d'une hauteur de 7 cm. Les panneaux utilisés ne sont donc pas optimums pour les mesures réalisées car leur taux de réjection à 1,5 GHz n'est que de -10 dB [115]. Une étude a donc été menée afin de déterminer si la nature des absorbants utilisés pouvait influencer sur le résultat obtenu. Pour cela des panneaux *Eccosorb VHP 8 NRL* ont été ajoutés sur les parois verticales et au sol de la chambre anéchoïque. Ils ont une bande d'utilisation incluant la bande L (100 MHz-90 GHz) et un taux de réjection à 1,5 GHz de -40 dB [116]. Ces absorbants sont pyramidaux et leur hauteur est de 20 cm.

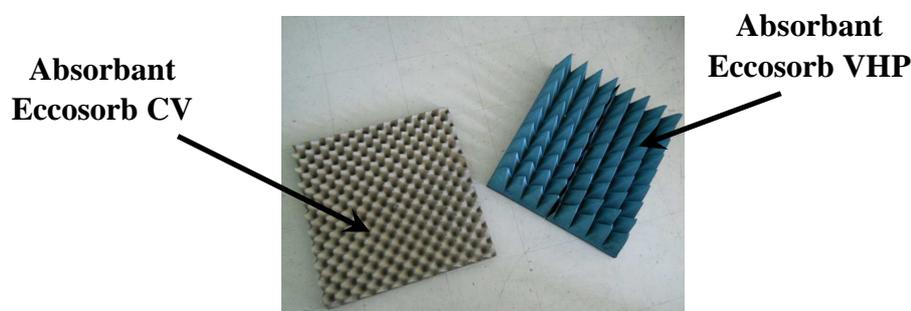


Figure 3.43 : Différents types d'absorbant utilisés

Le Tableau 3.6 présente la différence des valeurs de TPG bruts acquis lors des étalonnages de deux antennes Novatel ( $Nov_{HT}$  et  $Nov_{GTR}$ ) et une antenne Ashtech ( $Ash_{HT}$ ) en utilisant des absorbants *Eccosorb CV* ( $TPG_{CV}$ ) ou *Eccosorb VHP* ( $TPG_{VHP}$ ).

Tableau 3.6 : Différence des mesures de TPG d'antenne avec les absorbants Eccosorb CV et avec absorbant Eccosorb VHP

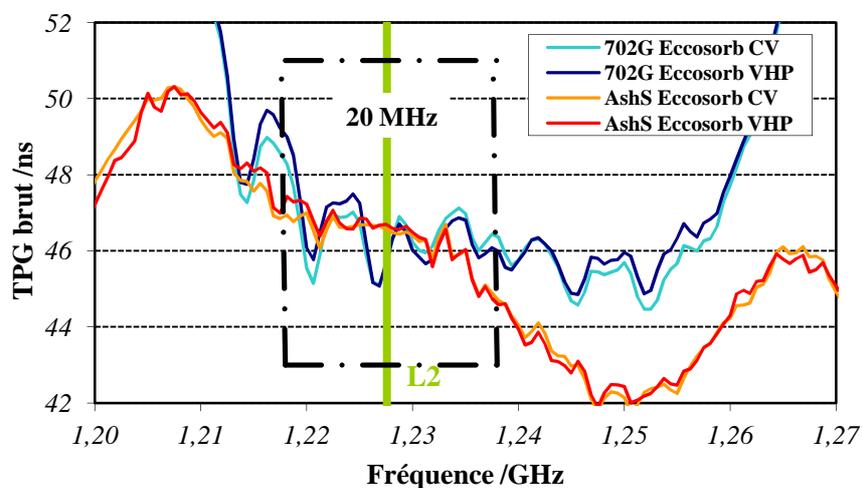
Antennes réceptrices	TPG <sub>CV</sub> - TPG <sub>VHP</sub>	
	L1 [ns]	L2 [ns]
$Nov_{HT}$	0,25	0,38
$Nov_{GTR}$	0,33	0,16
$Ash_{HT}$	0,07	0,01

Les différences observées lors d'acquisitions avec les deux types d'absorbants peuvent aller jusqu'à 380 ps et est légèrement supérieure à l'incertitude de mesure qui est en moyenne de 300 ps ( $k=1$ ). La méthode définissant l'incertitude associée aux mesures de TPG d'antenne est présentée dans le chapitre 4 (Cf. section. 4.4.2). Les absorbants *Eccosorb CV* n'étant pas adaptés à la bande de fréquence utilisée, la différence constatée est plus faible que le résultat attendu. Ceci peut s'expliquer par la forme géométrique des deux types de panneaux. En effet, les absorbants *Eccosorb VHP* sont bien adaptés à la bande de fréquence GNSS mais sont réellement efficaces uniquement en incidence normale. Les absorbants *Eccosorb CV*, atténuent de la même manière les

ondes perpendiculaires mais aussi obliques. Les antennes utilisées étant omnidirectionnelles, les ondes se propagent dans toutes les directions. La caractéristique des absorbants *Eccosorb CV*, dite en “boîte à œufs“, compense donc le fait qu’ils ne soient pas complètement adaptés aux fréquences GNSS.

La différence observée est moins importante pour l’antenne Ashtech ( $Ash_{HT}$ ) que pour les antennes Novatel ( $NOV_{HT}$ ,  $NOV_{GTR}$ ). Les systèmes de réduction des multitrajets mis en place par les deux constructeurs<sup>12</sup>, dont les principes sont très différents, pourraient expliquer ce résultat.

La Figure 3.44 présente les mesures de TPG calculé à partir de la phase lors de la mesure du TPG d’une antenne Novatel 702 ( $NOV_{GTR}$ ) et d’une antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ ) pour la fréquence L2 en utilisant les deux types d’absorbant.



**Figure 3.44 :** TPG brut mesuré en utilisant avec des absorbants Eccosorb CV ou Eccosorb VHP

La Figure 3.44 confirme l’hypothèse énoncée auparavant, l’utilisation des absorbants *Eccosorb VHP* semble fournir des mesures légèrement moins bruitées. La différence peu élevée des deux mesures de TPG brut de l’antenne Ashtech ( $Ash_{HT}$ ) en utilisant les deux types d’absorbant peut être aussi due à son profil de filtrage qui comporte moins de variations que celui de l’antenne Novatel 702 ( $NOV_{GTR}$ ).

Dorénavant, il sera préconisé d’utiliser les absorbants *Eccosorb VHP* lors des mesures d’étalonnage réalisées en chambre anéchoïque. A terme, l’étalonnage des antennes GNSS nécessitera l’usage d’une enceinte spécifiquement dédiée à cette activité et dont les absorbants auront été choisis pour avoir un excellent taux de réjection dans la bande de fréquence étudiée.

<sup>12</sup> Système de réjection Ashtech : Choke-ring ; Système de réjection Novatel : Pinwheel

### o Distance

Jusqu'à présent les antennes ont toujours été étalonnées en utilisant une distance fixe de 60 cm entre l'élément émetteur et l'élément récepteur. Cependant, il est important d'établir si le TPG est indépendant de ce paramètre.

La distance entre les antennes a été modifiée de 30 à 100 cm lors de l'étalonnage d'une antenne 702 (NOV<sub>GTR</sub>). La variation de ce paramètre a été conditionnée par les dimensions de la chambre anéchoïque.

La Figure 3.45 présente le résultat de la mesure de TPG auquel a été soustrait le retard lié à la propagation du signal dans l'air en fonction de la distance entre les antennes mesurées.

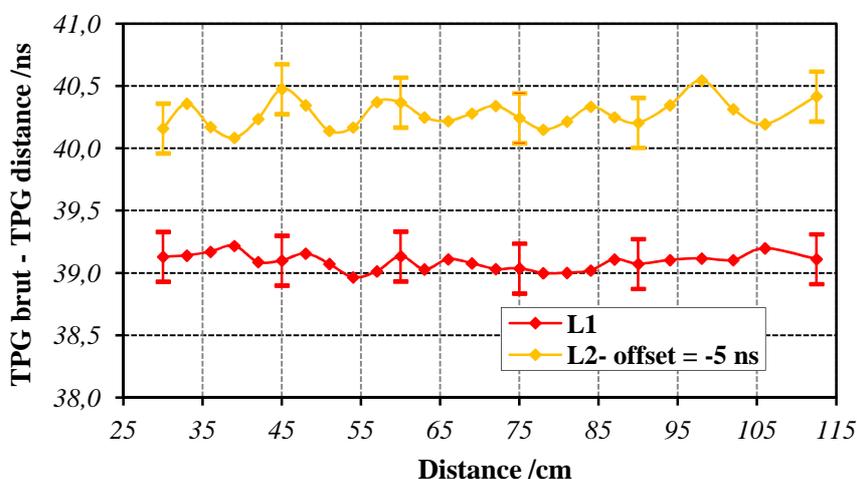


Figure 3.45 : TPG – TPG distance en fonction de la distance entre antennes

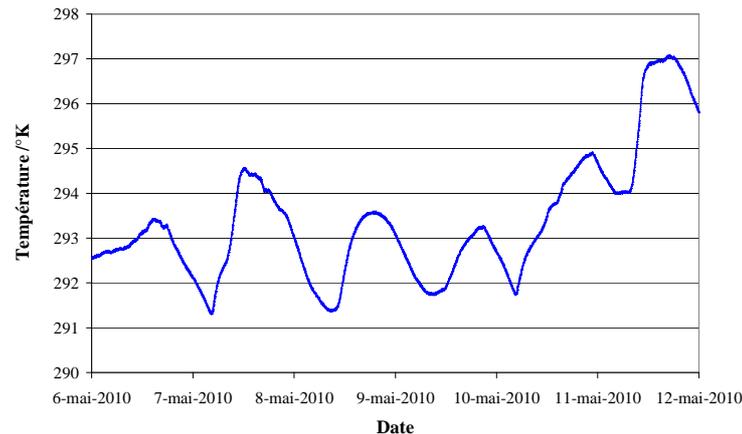
A partir d'une distance interantennes de 30 cm, les deux signaux se trouvent en champ lointain (Cf. section 2.1.3). Cette valeur a été définie à partir des dimensions physiques des antennes alors que les corps rayonnants qui les caractérisent sont de taille plus réduite.

La mesure de temps de propagation de groupe pour la fréquence L1 est de  $39,09 \pm 0,28$  ns avec un écart-type de 0,03 ns et une variation crête à crête de 0,20 ns. Le TPG pour la fréquence L2 est en moyenne de  $45,28 \pm 0,29$  ns avec un écart type de 0,08 ns et une variation crête à crête de 0,40 ns. Les fluctuations de mesures de TPG en fonction de la distance sont supérieures à l'incertitude de mesure pour L2. Les mesures n'étant pas réalisées dans un environnement idéal, il est difficile de conclure de manière tranchée quant à l'influence de la distance entre les antennes sur le résultat de la mesure du TPG. Cette étude sera à reproduire dans une chambre anéchoïque adaptée à la fréquence de mesure. Toutefois ce paramètre sera pris en compte dans le bilan d'incertitudes pour la fréquence L2. Cette incertitude est propre à l'environnement de mesure utilisé et devra être déterminée à nouveau si un autre moyen de mesure est utilisé. Dans l'environnement de mesure utilisé, il semble que l'influence de la distance

sur le TPG soit plus réduite entre 55 et 90 cm. Il est donc recommandé de faire les mesures dans cette plage de valeurs.

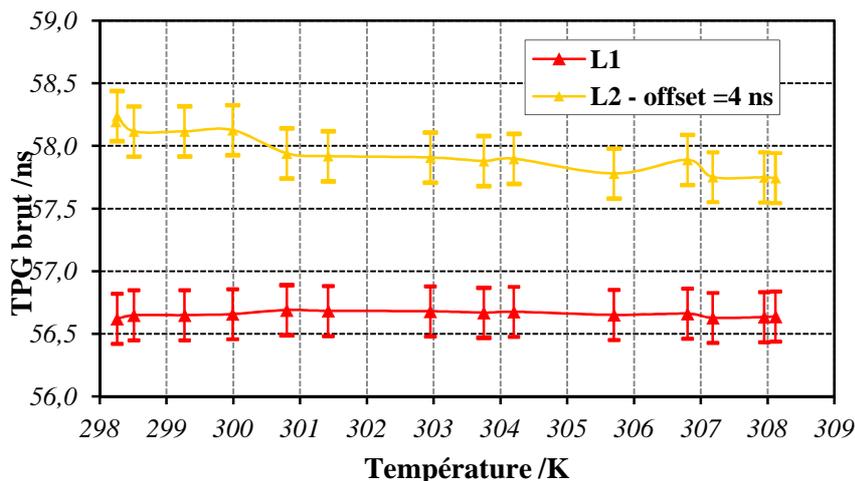
### ○ Température

La pièce dans laquelle se trouve la chambre anéchoïque utilisée n'est pas équipée d'une régulation thermique fiable. La Figure 3.46 illustre les variations thermiques observées dans la chambre anéchoïque qui peuvent atteindre plusieurs degrés.



**Figure 3.46 :** Variations de température dans la chambre anéchoïque

Une étude a été menée afin de déterminer si ces variations de température dans la chambre anéchoïque pouvaient avoir une influence notable sur le résultat de la mesure. La chambre anéchoïque a été chauffée afin d'atteindre une variation de température d'environ 10 K allant d'environ 298 à 308 K [+25°C; +35°C]. L'antenne utilisée lors de cette étude est une antenne Novatel 702 (*Nov<sub>HT</sub>*).



**Figure 3.47 :** Variations du TPG en fonction de la température

Une variation de température entre 298 K et 308 K [+25°C; +35°C] n'a pas d'influence sur la mesure de TPG des antennes mesurées pour la fréquence L1. En effet, la

dispersion des mesures est de 40 ps alors que l'incertitude est de 280 ps ( $k=1$ ). Par contre pour la fréquence L2, la dispersion des mesures est de 400 ps alors que l'incertitude calculée sans prendre en compte l'influence de l'environnement est de 290 ps ( $k=1$ ). Ce paramètre sera donc pris en compte lors du calcul d'incertitude des étalonnages des antennes pour la fréquence L2 pour la totalité des antennes car cette expérience n'a pas été reproduite pour toutes les antennes.

Cette étude devra être étendue à une plage de température plus importante de  $[-20^{\circ}\text{C} ; +50^{\circ}\text{C}]$  afin d'évaluer l'influence des variations thermiques auxquelles sont soumises les antennes en conditions opérationnelles.

#### ○ Espace libre

Une étude sur la faisabilité des mesures d'étalonnage des antennes en espace libre a également été menée. En effet, cette solution permettrait de simplifier le matériel nécessaire à la mesure du retard des antennes. Pour ce faire des supports ont été réalisés afin de pouvoir adapter les antennes sur des pieds de caméra. Les antennes et leur support ont été placés dans une pièce assez vaste et peu encombrée.



**Figure 3.48** : Mesure d'étalonnage du TPG d'antenne en espace libre

Le Tableau 3.7 présente plusieurs étalonnages de l'antenne Novatel 702 ( $\text{Nov}_{HT}$ ) en chambre anéchoïque et en espace libre réalisés à plusieurs jours d'intervalle. Les antennes sont distantes de 60 cm. Les incertitudes présentées dans ce tableau ont été calculées de la même manière que dans le chapitre 4 (*Cf. section 4.4.2*).

**Tableau 3.7** : Comparaison des TPG bruts acquis lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702 en fonction du milieu

<b>Environnement</b>	<b>Date</b>	<b>TPG brut L1 [ns]</b>	<b>TPG brut L2 [ns]</b>
Espace libre	22-avr.-10	35,29 (0,30)	41,04 (0,41)
	28-avr.-10	34,98 (0,30)	40,96 (0,41)
	29-avr.-10	35,36 (0,30)	41,53 (0,41)
	5-mai-10	34,89 (0,30)	41,48 (0,41)
<b>Moyenne</b>		<b>35,13 (0,30)</b>	<b>41,25 (0,41)</b>
<b>Ecart-type</b>		<b>0,23</b>	<b>0,30</b>
<b>Environnement</b>	<b>Date</b>	<b>TPG L1 [ns]</b>	<b>TPG L2 [ns]</b>
Chambre anéchoïque	28-juil-10	34,78 (0,29)	41,38 (0,39)
	29-juil-10	34,86 (0,29)	41,69 (0,39)
	05-août-10	35,16 (0,29)	41,40 (0,39)
	31-août-10	35,14 (0,29)	41,74 (0,39)
<b>Moyenne</b>		<b>34,99 (0,29)</b>	<b>41,55 (0,39)</b>
<b>Ecart-type</b>		<b>0,19</b>	<b>0,19</b>
<b>Différence</b>		<b>0,14</b>	<b>0,30</b>

Les étalonnages réalisés en chambre anéchoïque et en espace libre donnent des résultats du même ordre de grandeur dont la différence est inférieure à l'incertitude de mesure. De plus, la mesure est reproductible dans le temps car l'écart-type de chaque série de mesure pour différentes dates n'excède pas l'incertitude de mesure. L'environnement dans lequel est réalisé l'étalonnage des antennes n'a donc pas d'influence sur la mesure du TPG. Néanmoins, l'expérience montre qu'il reste préférable de réaliser les mesures d'étalonnage dans une chambre où l'environnement est maîtrisé d'autant plus si le banc de mesure doit être amené à voyager. En effet, cela simplifiera la tâche de l'opérateur qui n'aura pas à intervenir sur le banc de mesure et garantira un environnement de mesure reproductible.

#### o Antenne émissive

A terme, les antennes GNSS seront toujours étalonnées avec la même antenne émissive. Il est donc primordial de vérifier que le profil du TPG est identique quelle que soit l'antenne émissive utilisée. La Figure 3.49 présente le profil du TPG d'une antenne Ashtech ( $Ash_{HT}$ ) lors de son étalonnage avec deux antennes émissives différentes :

- Une antenne Novatel 704
- Une antenne Tecom

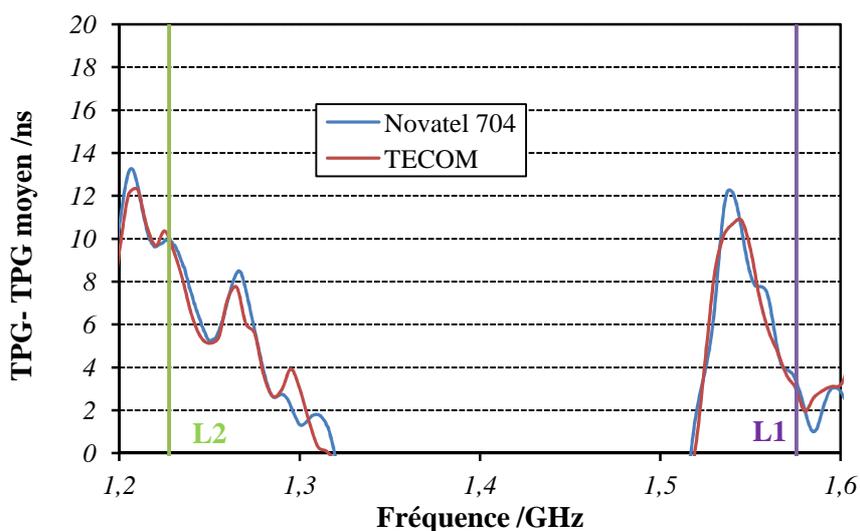


Figure 3.49 : TPG d'une antenne Ashtech mesurée avec différentes antennes émissives

Le profil du TPG de l'antenne Ashtech est similaire lorsque l'on utilise une antenne Novatel 704 ou une antenne TECOM pour transmettre le signal fourni par un ARV. On peut constater que les variations ne sont pas complètement identiques mais le résultat d'étalonnage étant la moyenne du TPG dans une bande de 20 MHz, ces différences n'ont pas d'influence sur la valeur du retard interne de l'antenne. La différence observée n'est peut être pas due uniquement à l'antenne émissive mais également à l'environnement de mesure. En effet, les deux acquisitions ont été réalisées dans des milieux différents. Cette étude sera donc à renouveler dans des conditions identiques avec plusieurs types d'antennes émissives et réceptrices.

Au vu de ces études, certains paramètres de l'environnement de mesure semblent avoir un effet sur les étalonnages des antennes pour la fréquence L2. Les études portant sur la distance entre antennes et la température montrent que ces deux paramètres ont une influence sur le résultat de l'étalonnage qui peut aller jusqu'à 400 ps. Des postes d'erreurs devront donc être introduits dans le bilan d'incertitudes pour la fréquence L2 afin de tenir compte de l'influence de ces paramètres.

### 3.4.3 Etalonnage de l'antenne émissive

L'antenne utilisée comme antenne émissive est une antenne GNSS commerciale Novatel 704. Ce type d'équipement peut émettre ou recevoir des signaux GNSS car il ne comporte pas de système d'amplification. Pour pouvoir déterminer son TPG, il est nécessaire soit de disposer de deux antennes identiques soit de procéder à une mesure par triangulation. Une deuxième antenne Novatel 704 (*Nov704-2*) a donc été utilisée pour déterminer le retard interne de l'antenne émissive de référence (*Nov704-1*).

Il est possible de déterminer le TPG de deux antennes simultanément si celles-ci sont identiques. Si cela n'est pas le cas, la méthode en transmission est alors requise.

D'après l'étude menée par le *service Antenne* du CNES, les deux antennes Novatel 704 ne sont pas identiques (*Cf. Annexe D*). En effet, la position de leur centre de phase est différente. Ce dernier paramètre étant une des bornes de la mesure de TPG de l'antenne, le retard induit par ces deux antennes sera donc nécessairement différent.

Ayant à disposition deux antennes qui peuvent être utilisées comme antennes émissives, il est également possible de déterminer le TPG des deux antennes 704 et d'une autre antenne par la méthode en transmission par triangulation. A partir de trois mesures croisées utilisant à tour de rôle deux des trois antennes, il est possible de déterminer le TPG des trois antennes. Afin de connaître le retard de l'antenne émissive, il est donc nécessaire de résoudre le système suivant :

$$\begin{bmatrix} SAD_{Em1/Rec} \\ SAD_{Em1/Em2} \\ SAD_{Em2/Rec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AD_{Em1} \\ AD_{rec} \\ AD_{Em2} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

- $SAD_x$  : Somme du retard des deux antennes utilisées [ns]
- $AD_{Em1}$  : Retard électrique interne de l'antenne émissive 1 [ns]
- $AD_{Rec}$  : Retard électrique interne de l'antenne réceptrice [ns]
- $AD_{Em2}$  : Retard électrique interne de l'antenne émissive 2 [ns]

Afin de s'assurer qu'il n'y ait qu'une solution à ce système d'équation, il est nécessaire de déterminer si la matrice est inversible en calculant son déterminant.

$$\det(Mat) = 1 \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} - 1 \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = -2 \quad (3.22)$$

Le déterminant de la matrice étant non nul, celle-ci est inversible et il n'existe donc qu'une solution à ce système d'équations. La méthode par triangulation peut ainsi être utilisée afin de déterminer le retard interne de l'antenne émissive.

La méthode par triangulation a permis de déterminer le système d'équation suivant :

$$SAD_{Em1/Rec} = AD_{Em1} + AD_{Rec} \quad (3.23)$$

$$SAD_{Em1/Em2} = AD_{Em1} + AD_{Em2} \quad (3.24)$$

$$SAD_{Em2/rec} = AD_{Em2} + AD_{Rec} \quad (3.25)$$

L'antenne que l'on cherche à étalonner est nommée  $AD_{Em1}$ . La différence des équations (3.24) et (3.25) permet de définir que :

$$TPG_{Em1/Em2} - TPG_{Em2/Rec} = AD_{Em1} - AD_{Rec} \quad (3.26)$$

La somme des équations (3.23) et (3.26) donne la possibilité de déterminer le retard de l'antenne émissive :

$$AD_{Em1} = \frac{TPG_{Em1/Rec} + TPG_{Em1/Em2} - TPG_{Em2/Rec}}{2} \quad (3.27)$$

## Conclusion

L'optimisation ainsi que l'influence de l'environnement a permis de définir la méthode la plus adaptée à l'étalonnage de chaque élément constituant une chaîne de réception GNSS :

- Pour la détermination du retard d'un câble transportant des signaux radiofréquences, l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel dont la configuration a été optimisée pour cette mesure est préconisée. Un compteur d'intervalle de temps peut être utilisé si cet équipement n'est pas à disposition des laboratoires. Toutefois, la méthode en double pesée doit impérativement être mise en œuvre afin de s'affranchir des biais induits par l'instrument.

- Lors de l'étalonnage du récepteur, le délai dû au câble basse fréquence doit être mesuré avec un compteur d'intervalle de temps en employant la méthode en double pesée.

Le simulateur utilisé au CNES lors de la détermination du retard des récepteurs (Spirent STR4760) étant sensible aux variations de température, il est préférable de placer le banc d'étalonnage dans un environnement thermique stable. Il est d'ailleurs impératif de déterminer le retard interne du simulateur avant chaque étalonnage de récepteurs afin de s'affranchir de cette sensibilité. La méthode de corrélation est préconisée par rapport à la méthode classique dite de zero-crossing afin d'étalonner le simulateur avec une plus grande précision.

- Le retard interne des antennes est calculé à partir de la mesure de phase fourni par l'ARV pour une moyenne de 20 MHz pour le code P et de 2 MHz pour le code C/A. Les réglages des paramètres de l'ARV doivent également être optimisés. L'étude environnementale a prouvé que le banc d'étalonnage des antennes ne semble pas sensible aux variations du milieu auquel il est soumis pour la fréquence L1. Par contre le retard de l'antenne pour L2 semble sensible à la température et à la distance entre la position des antennes. Ces sensibilités seront à vérifier en utilisant des absorbants parfaitement adaptés à la fréquence de travail. Les études menées sur les antennes ont aussi montré qu'il était préférable de faire les mesures dans un environnement contrôlé en utilisant une chambre anéchoïque.

L'antenne émissive utilisée ayant une polarisation circulaire, son TPG doit être déterminé avec la méthode en transmission par triangulation.

Après avoir optimisé la méthode d'étalonnage en absolu d'une chaîne de réception GNSS, il est désormais possible de définir le retard de chacun de ces éléments avec

précision. Toutefois, il est nécessaire de définir un bilan d'incertitudes détaillé pour chacune de ces mesures afin d'évaluer l'exactitude qui lui est associée.

# Chapitre 4

## Résultats, bilans d'incertitude Confrontation des méthodes

Toute mesure doit être accompagnée d'une valeur d'incertitude afin de pouvoir être interprétée. L'incertitude de mesure est l'intervalle de confiance qui est affecté à la grandeur calculée ou mesurée. Un soin particulier a été apporté à la définition de chaque poste d'erreur contribuant au bilan d'incertitudes des différentes mesures d'étalonnage en absolu. Après l'optimisation des bancs d'étalonnages, le retard électrique interne de chaque élément ou de la totalité de la chaîne de réception ainsi que leurs incertitudes ont donc pu être déterminés.

### 4.1 Expression de l'incertitude [113]

Une mesure doit toujours être associée à une valeur d'incertitude afin de pouvoir être correctement interprétée. Il existe deux sortes d'incertitudes :

- Les incertitudes de type A, notées  $U_A$ , qui sont évaluées par des méthodes statistiques. Elles sont classiquement utilisées pour quantifier les incertitudes de répétabilité des processus de mesure. On peut caractériser une mesure et son erreur statistique à l'aide de sa moyenne et de son écart-type. Si une quantité  $X_i$  est estimée à partir de  $n$  observations indépendantes  $X_{i,k}$  obtenues dans les mêmes conditions de mesure, alors l'estimation de cette valeur  $x_i$  est définie par :

$$x_i = \bar{X}_i = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n X_{i,k} \quad (4.1)$$

Son incertitude standard  $u(x_i)$  est l'écart-type à la moyenne estimé de la manière suivante :

$$u(x_i) = s(\bar{X}_i) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^n (X_{i,k} - \bar{X}_i)^2} \quad (4.2)$$

- Les incertitudes de type B, notées  $U_B$ , qui représentent l'ensemble des erreurs systématiques. Elles sont déterminées à partir de l'expérience de l'opérateur, sur des essais, sur la connaissance des phénomènes physiques et sur les données fournies par les constructeurs.

Une mesure peut être entachée de plusieurs types d'incertitudes, statistiques ou systématiques. Elles doivent donc être combinées afin de fournir une incertitude globale. Pour cela, il est nécessaire de calculer l'incertitude combinée, notée  $U$ , qui est la somme arithmétique ou quadratique s'il n'existe aucune corrélation entre elles.

L'incertitude est l'intervalle de confiance d'une grandeur mesurée ou calculée. Elle est caractérisée par une distribution (gaussienne, rectangulaire, triangulaire, etc...) qui permet de caractériser la probabilité que la grandeur mesurée se trouve dans l'intervalle de confiance considéré. La probabilité des limites de confiance doit être spécifiée, de préférence par un écart-type. Pour des grandeurs appartenant à un processus gaussien, un écart-type ( $1 \sigma$ ) correspond à un niveau de confiance de 68,3%. Ce niveau de confiance sera porté à 95% si le résultat de mesure est présenté à  $2 \sigma$  et à 99% pour  $3\sigma$ . Une incertitude doit donc toujours être présentée avec son incertitude associée et l'intervalle de confiance ( $1,2$  ou  $3 \sigma$ ) qui lui correspond. Celui-ci peut aussi être noté  $k = 1, 2$  ou  $3$ .

Un bilan d'incertitudes précis composé de la combinaison des erreurs statistiques et systématiques a été défini précisément pour la mesure d'étalonnage de l'antenne, du récepteur et du câble d'antenne afin d'établir leur fiabilité.

## 4.2 Etalonnage du câble d'antenne

L'étalonnage d'un câble consiste à déterminer son temps de propagation de groupe (TPG) qui correspond au temps de transmission du signal à travers un élément. Il est défini comme étant la dérivée de la phase par rapport à la fréquence comme l'indique l'équation (2.26).

$$TPG = \tau = \frac{-1}{360} \frac{d\varphi}{df}$$

- **TPG** : Temps de propagation de groupe [s]
- **dφ** : Dérivée de la phase [Degrés]

-  $df$  : Dérivée de la fréquence [Hz]

Cette mesure est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV). L'étalonnage du câble est la moyenne du TPG du paramètre de transmission entrée-sortie dans une bande de fréquence de 20 MHz (Cf. *section 2.5.2*). Deux adaptateurs sont généralement ajoutés aux extrémités des câbles pour être compatibles aux connecteurs de l'analyseur. L'incertitude de la mesure de ces adaptateurs devra également être prise en compte dans le bilan d'incertitudes global.

#### 4.2.1 Bilan d'incertitudes

L'incertitude de mesure du TPG d'un câble déterminé avec un ARV est la somme quadratique de l'incertitude de :

- La mesure du TPG en transmission
- La mesure des adaptateurs
- La moyenne du TPG dans la bande de fréquence considérée

##### a. Incertaine sur la mesure du TPG en transmission :

La méthode de calcul de cette incertitude est inspirée de la référence [117].

En tenant compte de toutes les composantes d'incertitude induites par l'étalonnage de l'analyseur de réseau vectoriel et la mesure du paramètre de transmission (Cf. *Annexe E*), le bilan d'incertitudes sur la mesure du paramètre  $S_{21}$  en amplitude peut être défini par la représentation logarithmique (4.3). Elle est constituée de l'incertitude liée à la non-linéarité du système, à la désadaptation, à l'isolation ainsi qu'à des contributions aléatoires. Le lecteur intéressé par une description détaillée du calcul de cette incertitude pourra se référer à un rapport écrit par EURAMET sur ce sujet [118].

$$U_{TM} = L + M_{TM} + I + R_{dB} \quad (4.3)$$

- $U_{TM}$  : Incertitude de la mesure en transmission [dB]
- $L$  : Incertitude due à la non-linéarité du système [dB]
- $M_{TM}$  : Incertitude liée à la désadaptation [dB]
- $I$  : Incertitude due aux problèmes d'isolation mesurée ou estimée du système [dB]
- $R_{dB}$  : Contributions aléatoires [dB]

##### - Non-linéarité du système (L) :

Ce terme tient compte de la non-linéarité du signal mesuré en fonction de l'atténuation appliquée. Cette valeur peut être déterminée en mesurant l'atténuation vue par l'ARV en transmission lors que l'on applique au signal une atténuation avec des atténuateurs calibrés. Ne possédant pas ce genre d'éléments, il a été choisi d'utiliser la valeur typique de  $0,002 \text{ dB} \cdot \text{dB}^{-1}$  définie dans le rapport EURAMET [118].

- Désadaptation ( $M_{TM}$ ) :

Ce terme provient de la désadaptation des charges pendant la phase d'étalonnage de l'appareil et des ports de l'ARV lors de la mesure. Cette valeur, qui est généralement le terme dominant du budget d'incertitude, est définie à partir de l'équation (4.4) [119].

$$M_{TM} = 20 \log \frac{1 + |M \cdot S_{11}| + |\Gamma_L \cdot S_{22}| + |M \cdot \Gamma_L \cdot S_{11} \cdot S_{22}| + |M \cdot \Gamma_L \cdot S_{21} \cdot S_{12}|}{1 - |M| |\Gamma_L|} \quad (4.4)$$

- $M_{TM}$  : Incertitude due à la désadaptation du système [dB]

- $M$  : Désadaptation des ports

- $\Gamma_L$  : Désadaptation des charges

Les valeurs utilisées pour ces deux paramètres sont celles définies dans le rapport de l'EURAMET [118].

- $S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$  : Paramètres de répartition (Cf. section 3.1.2)

Ces paramètres sont mesurés à chaque acquisition à l'analyseur de réseau vectoriel.

- Isolation (I) :

Ce terme représente toutes les erreurs induites par les quantités de signaux émises ou conduites de l'un à l'autre des ports de l'ARV mais qui sont détectées alors qu'elles n'ont pas traversé le dispositif étudié. Ce paramètre peut être décrit par l'équation suivante [120] :

$$dA = 20 \log \left[ 1 + 10^{\frac{-(I-A)}{20}} \right] \quad (4.5)$$

- $dA$  : Incertitude liée aux problèmes d'isolation du système [dB]

- $I$  : Isolation [dB]

- $A$  : Atténuation [dB]

Dans la configuration utilisée, ce paramètre est négligeable.

- Contributions aléatoires ( $R_{dB}$ ) :

Elles sont composées de la répétabilité du système, de la répétabilité des connecteurs, des effets dus à la flexion des câbles et des effets liés aux conditions ambiantes. Les grandeurs utilisées pour chacune de ces erreurs sont des valeurs typiques définies par l'EURAMET [118].

Le tableau suivant présente l'ordre de grandeur de l'incertitude liée à la mesure de l'amplitude du paramètre  $S_{21}$ , basé sur l'équation (4.3), lors de la mesure du retard d'un câble LMR400 de 30 mètres.

**Tableau 4.1** : Bilan d'incertitudes du paramètre  $S_{21}$  en amplitude lors de la mesure du TPG d'un câble LMR400 de 30 m

Valeur	Postes d'incertitude	Type	Incertainitude [dB] ( $k=2$ )	Distribution	L1, L2 [dB] ( $k=1$ )
Mesurée	Linéarité du système	B	0,100	Gaussienne	0,050
Typique	Désadaptation	B	0,296	Rectangulaire	0,171
Typique	Bruit du système	B	0,040	Gaussienne	0,002
Typique	Flexion du câble	B	0,010	Gaussienne	0,005
Typique	Conditions ambiantes	B	0,002	Rectangulaire	0,001
Typique	Répétabilité du système	A	0,002	Gaussienne	0,001
Typique	Répétabilité du connecteur	A	0,020	Gaussienne	0,010
<b><math>u(S_{21})</math></b>		<b>A/B</b>			<b>0,178</b>

L'incertitude du paramètre  $S_{21}$  lors d'une mesure de phase en transmission  $U(\angle S_{21})$  peut alors s'exprimer de la manière suivante [121] :

$$U(\angle S_{21}) = \frac{180}{\pi} \arcsin\left(10^{\frac{u(S_{21})}{20}} - 1\right) + K.f \quad (4.6)$$

Le premier terme exprime l'incertitude de la mesure en transmission alors que le second tient compte de celle liée à la flexion des câbles. Lors d'une mesure de TPG, il n'est pas nécessaire de prendre en compte le deuxième terme de cette équation car la valeur mesurée est une différence de phase.

D'après la loi de propagation des incertitudes [113], l'incertitude du TPG régie par l'équation (2.25) est définie de la façon suivante :

$$u^2(TPG) = \left(\frac{\partial TPG}{\partial d\varphi}\right)^2 \cdot u^2(d\varphi) + \left(\frac{\partial TPG}{\partial df}\right)^2 \cdot u^2(df) \quad (4.7)$$

$$u^2(TPG) = [c_1 \cdot u(d\varphi)]^2 + [c_2 \cdot u(df)]^2 \quad (4.8)$$

Avec :

$$c_1 = \frac{1}{360 \cdot df} \quad [\text{Hz}^{-1}]$$

$$c_2 = \frac{d\varphi}{360 \cdot df^2} \quad [\text{Deg} \cdot \text{Hz}^{-2}]$$

Ainsi :

$$u^2(TPG) = u_1^2(d\varphi) + u_2^2(df) \quad (4.9)$$

Le second terme de cette équation étant négligeable l'équation précédente devient :

$$u^2(TPG) = u_1^2(d\varphi) \quad (4.10)$$

L'incertitude sur la mesure du TPG en transmission est alors définie comme suit :

$$U_{L1(TPG)} = U_{L2(TPG)} = \sqrt{u^2(TPG)} = \frac{1}{360 \cdot df} \cdot U(\angle S_{21}) \quad (4.11)$$

b. Moyenne dans la bande de fréquence :

La valeur de TPG est le résultat d'une moyenne autour des fréquences utiles pour une bande de fréquence de 20 MHz. Le calcul de l'écart type sur cette moyenne permet de prendre en compte le niveau de bruit de la mesure autour de la fréquence utilisée pour la largeur de bande utile pour les équipements.

c. Mesure des adaptateurs :

Cette incertitude est calculée de la même manière que pour le câble d'antenne car le retard des adaptateurs est déterminé à partir de la mesure de TPG réalisée avec un analyseur de réseau vectoriel. Le Tableau 4.2 fournit le détail des contributions du bilan d'incertitudes de cette mesure :

**Tableau 4.2** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard des adaptateurs

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>L1 [ps] (k=1)</i>	<i>L2 [ps] (k=1)</i>
Mesure du TPG en transmission	A/B	105	105
Moyenne dans la bande de fréquence	A	4	2
<b>u(Adaptateurs)</b>	<b>A/B</b>	<b>106</b>	<b>105</b>

Ayant déterminé chacun des postes d'erreur entrant en jeu dans le bilan d'incertitudes lors de la détermination du retard d'un câble d'antenne, il est désormais possible d'associer une incertitude à cette mesure. Le tableau suivant présente l'incertitude liée à la mesure du TPG avec un ARV pour un câble LMR400 de 30 mètres.

**Tableau 4.3** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard du câble d'antenne

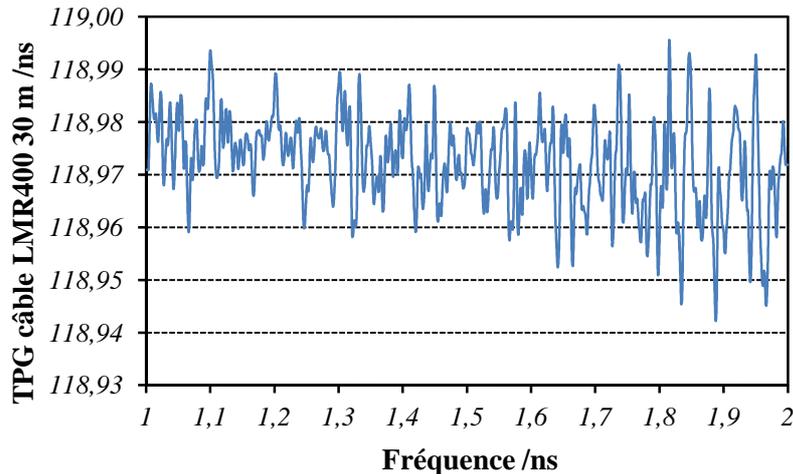
<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>L1 [ps] (k=1)</i>	<i>L2 [ps] (k=1)</i>
Mesure du TPG en transmission	A/B	132	132
Moyenne dans la bande de fréquence	A	19	10
Mesure des adaptateurs	A/B	106	105
<b>u(Câble_Antenne)</b>	<b>A/B</b>	<b>170</b>	<b>169</b>

#### 4.2.2 Résultats

La Figure 4.1 présente la mesure de TPG d'un câble d'antenne LMR400 de 30 mètres pour la configuration de l'ARV suivante :

- Bande passante : 1 GHz
- Nombre de points : 801

- Ouverture : 1%
- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Moyenne : 10
- Lissage : 1%



**Figure 4.1** : Mesure du TPG d'un câble d'antenne LMR400 de 30 m avec un ARV

Le TPG de ce câble d'antenne mesuré avec l'analyseur de réseau vectoriel est de :

$$CD_{L1} = 118,97 \pm 0,17 \text{ (k=1)}$$

$$CD_{L2} = 118,98 \pm 0,17 \text{ (k=1)}$$

### 4.3 Etalonnage des récepteurs

L'étalonnage en absolu d'un récepteur consiste à déterminer son retard électrique interne à partir d'un signal GNSS vierge de tous bruits généré par un simulateur (Cf. section 2.5.3). Cette mesure est basée sur la différence des pseudo-distances fournies par le simulateur et acquises par le récepteur. Le retard interne du récepteur est alors défini à partir de l'équation (2.26) :

$$RxD = \frac{RxR - SR}{c} - SD - LD + Rx_{1PPS}$$

- **RxD** : Retard interne du récepteur [ns]
- **RxR** : Pseudo-distances fournies par le récepteur [m]
- **SR** : Pseudo-distances simulées par le simulateur [m]
- **c** : Célérité de la lumière (299 792 458 m.s<sup>-1</sup>)
- **SD** : Retard interne du simulateur [ns]
- **LD = LD<sub>RF</sub> - LD<sub>1PPS</sub>** : Retard dû aux liaisons physiques (1 PPS, L1/L2) entre le simulateur et le récepteur [ns]

- $R_{x_{1PPS}}$  : Délai entre la référence interne du récepteur et sa connectique fournissant le signal 1 PPS externe [ns]

### 4.3.1 Bilan d'incertitudes

L'incertitude de chaque composante de l'équation (2.26) doit donc être déterminée afin de pouvoir calculer l'incertitude globale liée à la mesure d'étalonnage des récepteurs.

#### ○ Incertitude du retard des éléments passifs du système (LD)

L'étalonnage des liens RF et 1 PPS consiste à déterminer le retard qu'ils induisent au signal lors de sa transmission.

Le lien 1 PPS est constitué d'un câble BNC. Le lien RF utilisé lors de l'étalonnage des récepteurs est composé d'un câble SMA, d'atténuateurs et d'un bloc DC alors que celui utilisé lors de l'étalonnage du simulateur est constitué d'un câble SMA, d'un isolateur et d'un amplificateur.

#### - Incertitude du retard du lien basse fréquence ( $LD_{BF}$ )

Les retards des liens transportant les signaux 1 PPS lors de l'étalonnage des récepteurs et du simulateur sont mesurés à l'aide d'un intervalloètre en utilisant la méthode en double pesée (Cf. section 3.3.1). Le retard de ces câbles est alors régi par l'équation (3.10) :

$$LD_{BF} = \frac{R2 - \left(\frac{R1 + R3}{2}\right) + \left(\frac{R3 + R5}{2}\right) - R4}{2}$$

Selon la loi de propagation des incertitudes [113], l'incertitude de la mesure du retard du lien 1 PPS se calcule alors de la manière suivante :

$$u(LD_{BF}) = \sqrt{\left[\frac{1}{4}u(R1)\right]^2 + \left[\frac{1}{2}u(R2)\right]^2 + \left[\frac{1}{2}u(R4)\right]^2 + \left[\frac{1}{4}u(R5)\right]^2} \quad (4.12)$$

Avec  $u(R_i) = \sqrt{\sigma^2 + r^2 + nl^2}$

- $\sigma$  : Ecart type fourni par l'appareil sur le nombre de points mesurés à chaque étape [s]
- $r$  : résolution de l'appareil [s]
- $nl$  : non linéarité différentielle [s]

La méthode en double pesée permet de s'affranchir des biais engendrés par l'appareil. Les incertitudes de l'instrument prises en compte lors de cette mesure sont l'écart type sur la moyenne de chaque mesure, la résolution et la non-linéarité différentielle de l'appareil. L'incertitude de mesure des liens 1 PPS mesurée avec un intervalloètre

SR620 correspond donc à la somme quadratique de l'erreur de chacun de ces trois paramètres.

a. Moyenne :

Le résultat de chaque étape étant une moyenne de 100 mesures, l'intervallomètre calcule l'écart type correspondant (jitter) afin de caractériser le bruit inhérent à ses composants, aux signaux externes et à l'environnement de mesure.

b. Résolution :

Cette valeur caractérise la plus petite variation du signal perceptible par l'appareil de mesure. Le manuel utilisateur de l'intervallomètre fournit l'équation permettant de calculer la résolution en fonction de la valeur mesurée [101] :

$$r = \sqrt{\frac{(25 \text{ ps})^2 + (\text{Mes. Stab})^2 + (\text{Jitrig start})^2 + (\text{Jitrig stop})^2}{N}} \quad (4.13)$$

- **r** : Résolution [s]
- **Mes** : Résultat de la mesure [s]
- **Stab** : Stabilité court-terme
- **Jitrig** : Bruit sur le niveau de déclenchement de chaque port [s]
- **N** : Nombre d'acquisition

Dans le cas d'une mesure du lien 1 PPS :

- Mesure:  $10 \cdot 10^{-9}$  [s]
- Stabilité court-terme :  $1,20 \cdot 10^{-10}$
- N : Nombre de mesure : 100
- Jitter trigger start = jitter trigger stop :

$$\text{Jitrig} = \sqrt{\frac{E_{\text{int}}^2 + E_{\text{sig}}^2}{\text{Pente}}}$$

avec  $E_{\text{int}}$  = bruit d'entrée interne (350  $\mu\text{V}$ )

$E_{\text{sig}}$  = bruit du signal (considéré nul)

Pour le signal utilisé : Amplitude = 7,8 V, Temps de montée = 4,2 ns

→ Pente :  $1,86 \cdot 10^9 \text{ V} \cdot \text{s}^{-1}$

- Jitter trigger = 0,2. ps

→  $r = 2,5 \text{ ps}$

La résolution est de 2,5 ps pour un retard de 10 ns représentatif des grandeurs mesurées pour les liens 1 PPS. Toutefois, il sera choisi de conserver la valeur de la résolution typique fournie par le constructeur qui est de 50 ps [101].

c. Non linéarité :

L'incertitude, due à la non-linéarité résiduelle des interpolateurs, est dépendante du résultat de la mesure. La valeur à prendre en compte concernant cette source d'erreur est fournie par le constructeur sous la forme d'un graphique [101].

Le Tableau 4.4 présente le bilan d'incertitudes de la mesure du retard d'un lien 1 PPS déterminé avec un intervalloètre SR620 en employant la méthode en double pesée. Pour le cas présenté ci-dessous, le lien 1 PPS est un câble BNC d'une longueur de 2 mètres.

**Tableau 4.4** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard du lien 1 PPS

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1, L2 [ps] (k=1)</i>
Intervalloètre		
- Jitter	A/B	< 10
- Résolution	B	50
- Non linéarité différentielle	B	10
<b>U(Ri)</b>	<b>A/B</b>	<b>52</b>
<b>u(Lien<sub>1PPS</sub>)</b>	<b>A/B</b>	<b>41</b>

L'incertitude U(Ri) présente l'incertitude de chaque étape de mesure de la méthode en double pesée. L'incertitude combinée de la mesure du lien 1 PPS est calculée à partir de l'équation (4.12).

- **Mesure du retard du lien radiofréquence (LD<sub>RF</sub>)**

Lors de l'étalonnage des récepteurs et du simulateur, des liens RF sont utilisés pour transmettre le signal généré par le simulateur aux récepteurs ou bien à l'oscilloscope. Le retard qu'ils induisent sur le temps de propagation du signal est déterminé à partir de la mesure du TPG en transmission en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (Cf. section 3.3.2). La méthode de calcul de l'incertitude est donc basée sur la même technique que celle utilisée pour le câble d'antenne.

L'incertitude sur la mesure des liens RF est la somme quadratique des incertitudes liées :

- A la mesure du TPG en transmission
- A l'écart type des données dans une bande de fréquence de 20 MHz
- A l'incertitude de la mesure des éléments ajoutés lors de la mesure (adaptateurs)

Le tableau suivant présente le bilan d'incertitudes pour le lien RF utilisé lors de l'étalonnage des récepteurs composé d'un câble SMA, d'atténuateurs et d'un bloc DC. Des transitions sont utilisées pour adapter la connectique du lien RF à celle du simulateur et parfois à celle des récepteurs.

**Tableau 4.5 :** Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard du lien RF utilisé lors de l'étalonnage des récepteurs

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1 [ps] (k=1)</i>	<i>L2 [ps] (k=1)</i>
Mesure du TPG en transmission	A/B	129	129
Moyenne dans la bande de fréquence	A	10	10
Mesure des adaptateurs	A/B	103	101
<b>u(LienRF_Récepteur)</b>	<b>A/B</b>	<b>165</b>	<b>164</b>

Le tableau suivant présente le bilan d'incertitudes pour le lien RF utilisé lors de l'étalonnage du simulateur composé d'un câble SMA, d'un isolateur et d'un amplificateur. Ce dernier élément nécessite l'ajout d'atténuateurs pendant la mesure de TPG. Des transitions sont également utilisées pour adapter la connectique du lien RF à celle du simulateur et de l'oscilloscope.

**Tableau 4.6 :** Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard du lien RF utilisé lors de l'étalonnage du simulateur

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1 [ps] (k=1)</i>	<i>L2 [ps] (k=1)</i>
Mesure du TPG en transmission	A/B	128	128
Moyenne dans la bande de fréquence	A	70	27
Mesure des atténuateurs	A/B	115	115
Mesure des adaptateurs	A/B	103	101
<b>u(LienRF_Simulateur)</b>	<b>A/B</b>	<b>212</b>	<b>201</b>

○ **Incertitude du retard interne du simulateur (SD)**

La mesure d'étalonnage du simulateur est basée sur la détermination du retard entre le signal 1 PPS généré par le simulateur et la première transition de code suivante. Ces signaux sont acquis par un oscilloscope numérique permettant de les enregistrer pour ensuite pouvoir déterminer le retard électrique interne du simulateur par une méthode de corrélation (Cf. section 2.5.3).

L'incertitude de cette mesure correspond à la somme quadratique des sources d'incertitude dues :

- Aux liens RF et 1PPS
- Au simulateur
- A la méthode de corrélation

a. Lien RF et PPS :

Le calcul de l'incertitude de mesure des retards des liens 1 PPS et RF ont été détaillés précédemment.

b. Simulateur :

L'incertitude liée au simulateur STR4760 est une donnée fournie par le constructeur qui tient compte des erreurs sur les pseudo-distances et les biais intercanaux [100].

c. Corrélation :

L'incertitude liée à la méthode de corrélation est équivalente à la résolution de l'oscilloscope Tektronix DPO7000 [109] qui est l'incertitude prépondérante lors d'une mesure avec cet équipement (Tableau 4.8).

Le tableau suivant présente l'incertitude liée à la mesure du retard interne du simulateur Spirent STR4760.

**Tableau 4.7** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard interne du simulateur Spirent STR4760

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1 [ps] (k=1)</i>	<i>L2 [ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41
Lien RF	A/B	212	201
Biais intercanaux Erreur sur les pseudo-distances	A	334	334
Corrélation	A	100	100
<b>u(STR4760)</b>	<b>A/B</b>	<b>411</b>	<b>405</b>

L'utilisation d'un simulateur doté d'une électronique plus récente permettrait de réduire notablement l'incertitude sur la mesure de l'étalonnage des récepteurs. En effet, cela permettrait de réduire sa sensibilité à la température mais surtout de supprimer les biais intercanaux.

o **Détermination de  $R_{X1PPS}$** 

Les signaux GNSS acquis par des récepteurs temps sont référencés à leurs systèmes de datation internes. Ce point de référence est généralement défini à partir d'un signal de fréquence et d'un signal 1 PPS. Afin de pouvoir comparer des horloges distantes, il est nécessaire de connaître le délai entre la référence interne du récepteur et la connectique par laquelle est acheminé le signal 1 PPS externe afin de pouvoir raccorder la référence interne du récepteur au signal 1 PPS distribué localement (Cf. section 2.1.2). Ce biais est spécifique à chaque récepteur.

- **Ashtech Z12-T**

Pour ce type de récepteur, cette mesure consiste à définir à l'aide d'un oscilloscope la différence de temps entre le front montant du signal 1 PPS et le premier passage à zéro du front montant du signal 20 MHz inversé suivant le signal 1 PPS (TtP). Il est ensuite

nécessaire d'ajouter 15,8 ns à cette valeur pour connaître le biais entre le système de référencement interne au récepteur et la connectique du signal 1 PPS fourni extérieurement [72].

L'incertitude liée à cette mesure est la somme quadratique des incertitudes dues :

- A l'oscilloscope Tektronix DPO7000
- A l'erreur de lecture que peut commettre l'opérateur
- A l'incertitude sur le biais constant fourni par le constructeur

a. Oscilloscope :

Les incertitudes concernant l'oscilloscope sont des données fournies par le constructeur [109]. Elles tiennent compte de la résolution, de l'exactitude, du niveau de bruit de l'appareil mais aussi de l'incertitude sur le niveau de déclenchement. On peut constater dans le Tableau 4.8 que la résolution est le poste d'erreur prédominant concernant l'incertitude de l'oscilloscope Tektronix DPO7000.

b. Erreur de lecture :

Cette valeur a été choisie arbitrairement en considérant que l'opérateur réalisant la mesure peut faire une erreur équivalente à la résolution de l'appareil lors du positionnement des curseurs.

c. Biais constructeur :

La valeur de ce biais correspond au retard du signal entre le port du récepteur et sa référence interne. Le constructeur indique que pendant ce délai le signal est également inversé. N'ayant pas plus d'information sur les composants traversés par le signal ni la technique mise en œuvre sur caractériser ce biais, il a été décidé arbitrairement de lui attribuer une valeur de 100 ps.

Le tableau suivant fournit le détail des sources d'incertitude liées à la mesure du délai entre la référence interne du récepteur Ashtech et le port où est fourni le signal 1PPS.

**Tableau 4.8 :** Bilan d'incertitudes pour la mesure du paramètre  $Rx_{1PPS}$  pour le récepteur Ashtech

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1, L2 [ps] (k=1)</i>
Oscilloscope		
- Résolution	B	100
- Exactitude	B	6
- Niveau de bruit	B	<1
- Trigger	B	2
Erreur de lecture	B	100
Biais constructeur	B	100
<b><math>u(Rx_{1PPS\_Ashtech})</math></b>	<b>B</b>	<b>173</b>

L'incertitude prédominante liée à l'oscilloscope est la résolution de l'appareil.

- **Septentrio PolaRx2**

Pour ce type de récepteur, la mesure de  $Rx_{1PPS}$  consiste à déterminer à l'aide d'un intervalloètre la différence entre le signal 1 PPS input et le signal 1 PPS output et d'ensuite soustraire un biais de 8,7 ns [73]. Son incertitude est la somme quadratique de l'erreur liée :

- A l'écart-type à la moyenne calculée pour tout le temps d'acquisition
- Aux incertitudes liées à l'intervalloètre
- Au biais fourni par le constructeur

a. Moyenne :

L'incertitude correspondant au calcul de la moyenne de la différence entre le signal 1PPS-IN et le signal 1PPS-OUT est définie par son écart type calculé par l'opérateur.

b. Compteur d'intervalle de temps :

Les incertitudes liées à cet équipement sont sa résolution et son erreur relative qui sont fournies par le constructeur [101].

c. Biais constructeur :

La valeur de ce biais correspond au délai entre le système de référence interne du récepteur et le front montant du signal 1 PPS. Comme pour le récepteur Ashtech, n'ayant aucune information supplémentaire, il a été choisi d'attribuer une valeur arbitraire à l'incertitude de cette mesure de 100 ps.

Le tableau suivant fournit le détail des sources d'incertitude liées à la mesure du délai entre la référence interne d'un récepteur Septentrio et de son point d'accès au signal 1PPS.

**Tableau 4.9** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du  $RX_{1PPS}$  d'un récepteur Septentrio PolaRx2

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1, L2 [ps] (k=1)</i>
Moyenne	A	50
Intervallomètre		
- Résolution	B	100
- Erreur relative	B	50
Biais constructeur	B	100
<b><math>u(RX_{1PPS\_Septentrio})</math></b>	<b>A/B</b>	<b>150</b>

#### - **Dicom GTR50**

Ce récepteur mesure la différence entre le signal 1 PPS externe et celui généré localement par le récepteur à chaque acquisition avec un compteur d'intervalle de temps et corrige ce biais en temps réel. Après plusieurs échanges avec le fabricant, il apparaît que l'incertitude sur cette mesure prend en compte :

- La résolution de l'intervallomètre
- Le jitter de l'intervallomètre

Le tableau suivant fournit l'ordre de grandeur de l'incertitude liée à la mesure du délai entre la référence interne du récepteur Dicom et de son point d'accès au signal 1PPS.

**Tableau 4.10** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du  $RX_{1PPS}$  d'un récepteur Dicom GTR50

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1, L2 [ps] (k=1)</i>
Intervallomètre		
- Résolution	B	7
- Jitter	B	40
<b><math>u(RX_{1PPS\_Dicom})</math></b>	<b>A/B</b>	<b>41</b>

Cette incertitude semble relativement faible au vu des mesures réalisées avec un intervallomètre SR620.

#### - **Novatel Propak-V3**

Ce récepteur génère sa référence interne à partir d'un signal 10 MHz et un signal 1 PPS qui synchronise le premier passage à zéro de la fréquence (Tick-to-Phase). Comme pour

le récepteur Ashtech, cet équipement montre une dépendance linéaire entre ces deux entrées [74]. Cette valeur doit être mesurée à l'aide d'un oscilloscope à chaque étalonnage et être prise en compte lors de la détermination du délai interne du récepteur. L'incertitude de mesure prend en compte :

- Les erreurs liées à l'oscilloscope
- L'erreur liée à l'erreur de lecture de l'opérateur

Le tableau suivant fournit le détail des sources d'incertitude liées à la mesure du délai entre la référence interne du récepteur Novatel et le port où est fourni le signal 1PPS.

**Tableau 4.11** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du paramètre  $Rx_{1PPS}$  pour le récepteur Novatel

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1, L2 [ps] (k=1)</i>
Oscilloscope		
- Résolution	B	100
- Exactitude	B	6
- Niveau de bruit	B	<1
- Trigger	B	2
Erreur de lecture	B	100
<b><math>u(Rx_{1PPS\_Novatel})</math></b>	<b>B</b>	<b>142</b>

o **Incertitude sur la mesure de différence des pseudo-distances (RxR-SR)**

Pour déterminer le retard interne du récepteur, il est nécessaire de calculer la différence entre les pseudo-distances fournies par le récepteur et celles simulées par le générateur de signaux GNSS.

Une matrice résultant de cette différence fournit une valeur du temps de propagation en nanosecondes entre le récepteur et chaque satellite pour chaque point d'acquisition. Afin d'obtenir un résultat unique, la moyenne des valeurs pour les satellites en visibilité puis sur l'intégralité du temps d'acquisition sont calculées.

L'incertitude de la différence des pseudo-distances est donc la somme quadratique de :

- L'écart type de la moyenne calculée à chaque époque pour tous les satellites en visibilité du récepteur
- L'écart type de la moyenne calculée sur la totalité du temps d'acquisition pour chaque satellite

a. Moyenne époque :

Cette incertitude correspond à la moyenne de l'écart-type à la moyenne des différences de pseudo-distances fournies par l'ensemble des satellites en visibilité pour chaque époque.

b. Moyenne temps d'acquisition :

Cette incertitude est déterminée par la moyenne de l'écart-type à la moyenne des valeurs pour chaque satellite calculé pour la totalité du temps d'acquisition. Elle traduit la sensibilité des équipements aux variations de l'environnement dans lequel est réalisée cette mesure. Le Tableau 4.12 présente un exemple de l'incertitude de la mesure de différence de pseudo-distances pour les quatre types de récepteurs utilisés au cours de cette thèse : un récepteur Ashtech ( $ZI2_{HT}$ ), un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ), un récepteur Dicom GRT50 ( $GTR_{OCA}$ ) et un récepteur Novatel Propak-V3 ( $Pro_{NRL}$ ).

**Tableau 4.12** : Bilan d'incertitudes pour la mesure de différence de pseudo-distances

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Ashtech [ps] (k=1)</i>			<i>Septentrio [ps] (k=1)</i>		
		<i>C/A</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>C/A</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>
Moyenne époque	A	120	66	57	70	73	96
Moyenne temps d'acquisition	A	310	330	518	142	136	157
<b>u(RxR-SR)</b>	<b>A</b>	<b>332</b>	<b>341</b>	<b>521</b>	<b>158</b>	<b>154</b>	<b>184</b>
<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Dicom [ps] (k=1)</i>			<i>Novatel [ps] (k=1)</i>		
		<i>C/A</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>C/A</i>	<i>L2</i>	
Moyenne époque	A	205	58	69	66	94	
Moyenne temps d'acquisition	A	1102	264	438	248	216	
<b>u(RxR-SR)</b>	<b>A</b>	<b>1120</b>	<b>270</b>	<b>443</b>	<b>257</b>	<b>236</b>	

La détermination de l'incertitude sur la différence des pseudo-distances permet d'évaluer les performances du récepteur en estimant le bruit de la mesure. Le récepteur Septentrio est le moins bruité pour tous les codes avec une incertitude inférieure à 200 ps. Le récepteur Ashtech Z12-T a une incertitude d'environ 300 ps pour les codes de la fréquence L1 et de 500 ps pour L2. Le code C/A acquis par un récepteur Dicom GTR50 montre une incertitude supérieure à 1 ns alors qu'elle est comprise entre 250 et 450 ps pour le code P. Les acquisitions du récepteur Novatel montre une incertitude d'environ 250 ps pour le code C/A et le code P.

L'acquisition de signaux simulés vierges de tous bruits peut ainsi permettre de caractériser le comportement et d'évaluer les performances des récepteurs (Cf. section 5.2.4).

○ **Incertaince sur la mesure du retard interne du récepteur (RxD)**

Les tableaux suivants présentent le bilan d'incertitudes de la mesure du retard interne des récepteurs Ashtech Z12-T ( $ZI2_{HT}$ ), Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ), Dicom GTR50

( $GTR_{HT}$ ) et du Novatel Propak-V3 ( $Pro_{NRL}$ ). L'incertitude est la somme quadratique de l'incertitude de la mesure :

- Du retard sur simulateur
- Des liens RF et 1 PPS
- De la différence des pseudo-distances
- Du paramètre  $RX_{1PPS}$  spécifique à chaque récepteur

Les résultats sont présentés pour les codes C/A, P1, P2 mais également pour la combinaison linéaire P3 décrite par l'expression (1.20). L'incertitude liée à cette mesure ne peut pas être régie par la loi de propagation des incertitudes car la plupart d'entre elles sont corrélées. L'incertitude de la combinaison linéaire est donc calculée à partir de l'erreur sur la mesure de pseudo-distances du code P1 et de la différence P2-P1 [91]. L'erreur sur la mesure P3 est alors définie en appliquant la loi de propagation des incertitudes [113] :

$$u(P3) = \sqrt{u(RxD(P1))^2 + \left( \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} u(RxD(P2 - P1)) \right)^2} \quad (4.14)$$

**Tableau 4.13** : Exemple du bilan d'incertitudes pour la mesure du retard d'un récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ )

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Ashtech Z12-T</i>			
		<i>C/A [ps] (k=1)</i>	<i>P1 [ps] (k=1)</i>	<i>P2 [ps] (k=1)</i>	<i>P2-P1 [ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41	41	0
Lien RF	A/B	165	165	164	0
Simulateur	A/B	409	409	403	0
Différence de pseudo-distances	A	332	341	521	431
$RX_{1PPS}$	B	173	173	173	0
<b>u(Récepteur)</b>	<b>A/B</b>	<b>580</b>	<b>585</b>	<b>702</b>	<b>431</b>
<b>Combinaison linéaire</b>		<b><i>P3 [ps] (k=1)</i></b>			
<b><math>u_{P3}(Ashtech)</math></b>		<b>890</b>			

L'incertitude pour un récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ) est inférieure à 600 ps pour les codes de la fréquence L1 et de 700 ps pour P2.

**Tableau 4.14** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard d'un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ )

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Septentrio PolaRx2</i>			
		<i>C/A [ps] (k=1)</i>	<i>P1 [ps] (k=1)</i>	<i>P2 [ps] (k=1)</i>	<i>P2-P1 [ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41	41	0
Lien RF	A/B	165	165	164	0
Simulateur	A/B	409	409	403	0
Différence de pseudo-distances	A	158	154	184	169
RX <sub>1PPS</sub>	A/B	150	150	150	0
<b>u(Septentrio)</b>	<b>A/B</b>	<b>494</b>	<b>492</b>	<b>497</b>	<b>169</b>
<b>Combinaison linéaire</b>		<b><i>P3 [ps] (k=1)</i></b>			
<b>u<sub>P3</sub>(Septentrio)</b>		<b>560</b>			

Lors de l'étalonnage d'un récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ), tous les codes affichent une incertitude du même ordre de grandeur d'environ 500 ps.

**Tableau 4.15** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard d'un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ )

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Dicom GTR50</i>			
		<i>C/A [ps] (k=1)</i>	<i>P1 [ps] (k=1)</i>	<i>P2 [ps] (k=1)</i>	<i>P2-P1 [ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41	41	0
Lien RF	A/B	165	165	164	0
Simulateur	A/B	409	409	403	0
Différence de pseudo-distances	B	1120	270	443	306
RX <sub>1PPS</sub>	B	41	41	41	0
<b>u(Dicom)</b>	<b>A/B</b>	<b>1205</b>	<b>520</b>	<b>627</b>	<b>306</b>
<b>Combinaison linéaire</b>		<b><i>P3 [ps] (k=1)</i></b>			
<b>u<sub>P3</sub>(Dicom)</b>		<b>703</b>			

L'incertitude des récepteurs Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) est relativement faible pour les codes P, comprise entre 500 et 650 ps. Par contre, l'incertitude sur le code C/A est relativement élevée avec une valeur de 1,2 ns.

**Tableau 4.16** : Bilan d'incertitudes pour la mesure du retard du récepteur Novatel Propak-V3 ( $Pr_{ONRL}$ )

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>Novatel Propak-V3</i>	
		<i>C/A [ps] (k=1)</i>	<i>P2 [ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41
Lien RF	A/B	165	164
Simulateur	A/B	409	403
Différence de pseudo-distances	B	257	236
$RX_{1PPS}$	B	141	141
<b>u(PropakV3)</b>	<b>A/B</b>	<b>531</b>	<b>517</b>

L'incertitude du récepteur Novatel Propak-V3 ( $Pr_{ONRL}$ ) est environ de 500 ps pour le code C/A et le code P.

Lors de l'étalonnage des récepteurs, le poste d'erreur prédominant provient de l'étalonnage du simulateur Spirent STR4760. L'utilisation d'un simulateur de signaux plus récent permettrait de diminuer considérablement le bilan de l'incertitude de mesure car il serait ainsi possible de s'affranchir de l'erreur sur les biais intercanaux des mesures mais également de diminuer le bruit sur la mesure de différence des pseudo-distances qui est principalement dû à la sensibilité thermique du simulateur (*Cf. section 3.3.5*).

Les incertitudes de mesure combinées des récepteurs sont principalement caractérisées par l'erreur liée à la mesure de la différence de pseudo-distances. En effet, toutes les autres quantités sont communes à tous les récepteurs ou du même ordre de grandeur ( $RX_{1PPS}$ ). L'erreur sur la mesure de différences des pseudo-distances traduit la variation des acquisitions en fonction de l'environnement. L'utilisation d'un simulateur ayant une architecture discrète, peu sensible à la température, permettrait également de réduire ce poste d'erreur.

### 4.3.2 Résultats

Grâce à l'optimisation de la méthode d'étalonnage en absolu des récepteurs et à la détermination de l'incertitude de mesure spécifique à chaque instrument, il est possible de déterminer le retard interne de chacun d'entre eux pour chaque code et à chaque fréquence avec une incertitude inférieure à une nanoseconde pour les codes P1 et P2. Au cours de cette thèse, un peu moins d'une dizaine de récepteurs de quatre fabricants différents ont été étalonnés.

○ **Ashtech Z12-T**

Trois récepteurs Ashtech Z12-T ont été étalonnés au cours de cette thèse : le premier appartenant au service HT ( $Z12_{HT}$ ), le second appartenant au BIPM ( $BPOC$ ) et le dernier appartenant à l'Observatoire de Paris ( $OPM4$ ) [122] :

- Retard du récepteur Ashtech Z12-T CNES ( $Z12_{HT}$ ) :

$$RxD_{C/A} = 284,90 \pm 0,58 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = 284,49 \pm 0,58 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = 290,71 \pm 0,70 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = 274,99 \pm 0,89 \text{ ns}$$

- Retard du récepteur Ashtech Z12-T BIPM ( $BPOC$ ) :

$$RxD_{C/A} = 285,51 \pm 0,67 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = 284,67 \pm 0,80 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = 297,83 \pm 0,98 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = 264,58 \pm 0,93 \text{ ns}$$

Retard du récepteur Ashtech Z12-T Observatoire de Paris ( $OPM4$ ) :

$$RxD_{C/A} = 277,06 \pm 0,54 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = 276,91 \pm 0,57 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = 293,37 \pm 0,88 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = 251,78 \pm 0,90 \text{ ns}$$

Les retards des récepteurs Ashtech Z12-T ne sont pas identiques d'un équipement à l'autre. Ayant été achetés à des périodes différentes, l'évolution des différents modèles ou le remplacement de certains composants expliquent certainement cette disparité.

○ **Septentrio PolaRx2**

Deux récepteurs Septentrio PolaRx2 ont également été étalonnés pendant les travaux menés au cours de cette thèse : l'un appartenant au service HT du CNES ( $PolaR_{HT}$ ) et l'autre étant dédié aux activités du projet Pharaon ( $PolaR_{Pha}$ ).

- Retard du récepteur Septentrio PolaRx2 CNES ( $PolaR_{HT}$ ) :

$$RxD_{C/A} = 193,23 \pm 0,49 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = 192,11 \pm 0,49 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = 190,99 \pm 0,50 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = 193,84 \pm 0,56 \text{ ns}$$

- Retard du récepteur Septentrio PolaRx2 Pharaon ( $PolaR_{Pha}$ ) :

$$RxD_{C/A} = 193,67 \pm 0,54 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = 192,33 \pm 0,54 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = 193,03 \pm 0,55 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = 191,26 \pm 0,58 \text{ ns}$$

Les deux récepteurs ont des retards qui sont équivalents à quelques centaines de picosecondes près alors qu'ils ont été achetés à plus de deux ans d'intervalle.

#### ○ Dicom GTR50

Les retards internes de quatre récepteurs Dicom GTR50 ont également été déterminés au cours de cette thèse : Un récepteur dédié aux activités T2L2 installé à l'OCA ( $GTR_{OCA}$ ), un récepteur appartenant au BIPM ( $GTR_{BIPM}$ ), un récepteur appartenant à la PTB ( $GTR_{PTB}$ ) et un récepteur détenu par le service HT du CNES ( $GTR_{HT}$ ).

##### - Retard du récepteur du récepteur Dicom GTR50 OCA ( $GTR_{OCA}$ ) :

$$RxD_{CA} = - 53,77 \pm 1,20 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = - 58,26 \pm 0,51 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = - 47,56 \pm 0,62 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = - 74,82 \pm 0,69 \text{ ns}$$

##### - Retard du récepteur du récepteur Dicom GTR50 BIPM ( $GTR_{BIPM}$ ) :

$$RxD_{CA} = - 145,86 \pm 1,35 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = - 56,33 \pm 0,48 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = - 47,40 \pm 0,66 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = - 70,15 \pm 0,67 \text{ ns}$$

##### - Retard du récepteur du récepteur Dicom GTR50 PTB ( $GTR_{PTB}$ ) :

$$RxD_{CA} = - 50,697 \pm 1,13 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = - 49,11 \pm 0,55 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = - 48,69 \pm 0,50 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = - 49,76 \pm 0,70 \text{ ns}$$

##### - Retard du récepteur du récepteur Dicom GTR50 CNES ( $GTR_{HT}$ ) :

$$RxD_{CA} = - 50,32 \pm 1,20 \text{ ns}$$

$$RxD_{P1} = - 54,95 \pm 0,52 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = - 43,86 \pm 0,63 \text{ ns}$$

$$RxD_{P3} = - 72,12 \pm 0,70 \text{ ns}$$

Le récepteur BIPM montre des retards très différents comparativement aux trois autres récepteurs qui ont des délais internes du même ordre de grandeur. Contrairement aux autres récepteurs, ces équipements montrent un retard négatif. Ceci est certainement dû au fait que la valeur  $RX_{1PPS}$  doit être plus conséquente que la valeur du retard interne du récepteur.

#### ○ Propak-V3

Un récepteur Propak-V3 appartenant au NRL a également été étalonné au cours de cette thèse.

- Retard du récepteur du récepteur Propak-V3 :

$$RxD_{C/A} = -19,16 \pm 0,53 \text{ ns}$$

$$RxD_{P2} = -26,72 \pm 0,52 \text{ ns}$$

Ce récepteur ne permet pas d'acquérir de code P pour la fréquence L1, il est donc impossible de calculer la combinaison linéaire P3 avec ce récepteur. Comme pour les récepteurs Dicom GTR50, cet équipement montre un retard interne négatif.

## 4.4 Etalonnage des antennes

L'étalonnage d'une antenne consiste à estimer le temps mis par le signal pour traverser celle-ci du centre de phase jusqu'au point d'accès du signal RF. La méthode requise pour étalonner les antennes GNSS qui comportent généralement des amplificateurs est la méthode en transmission (Cf. section 2.5.4).

Un signal radiofréquence, fourni par l'un des ports de l'analyseur de réseau, est rayonné par une antenne émissive. Le signal est ensuite acquis par l'antenne à étalonner puis transmis au second port de l'analyseur de réseau au travers d'un câble. La mesure du TPG entre les deux ports de l'ARV permet donc de calculer le retard interne de l'antenne GNSS si tous les autres délais sont connus. L'antenne peut alors être étalonnée à partir de l'équation (2.27) :

$$AD = TD_R - \tau_A - \tau_{E-ant} - Prop - \tau_c$$

- **AD** : Retard électrique interne de l'antenne à étalonner [ns]
- **TD<sub>R</sub>** : Retard total d'une mesure en transmission [ns]
- **$\tau_{E-ant}$**  : Retard électrique interne de l'antenne émissive [ns]
- **$\tau_x$**  : Temps de propagation de groupe des câbles A et C [ns]
- **Prop** : Retard dû à la traversée dans l'air du signal [ns]

Pour réaliser l'étalonnage d'une antenne GNSS par la mesure en transmission, le retard de l'antenne émissive doit nécessairement être connu; elle doit donc être étalonnée. La méthode choisie dans le cadre de cette thèse est la méthode par triangulation. Cette technique consiste à réaliser trois mesures afin de déterminer simultanément le TPG de deux antennes par la méthode en transmission (Cf. section 3.4.3). Cette méthode donne la possibilité de déterminer le retard de l'antenne émissive (3.27) :

$$AD_{Em1} = \frac{SAD_{Em1/Rec} + SAD_{Em1/Em2} - SAD_{Em2/Rec}}{2}$$

- **SAD<sub>x</sub>** : Somme des TPG des deux antennes utilisées [ns]
- **Em<sub>x</sub>** : Antenne émissive X
- **Rec** : Antenne réceptrice

#### 4.4.1 Bilan d'incertitudes de l'étalonnage de l'antenne émissive

Chacune des mesures de la méthode par triangulation fournit la somme des TPG de deux antennes dont le bilan d'incertitudes correspond à la somme quadratique de :

- L'erreur sur la mesure en transmission
- L'erreur sur les liens RF
- L'erreur sur la détermination de la distance entre les antennes
- L'erreur sur la mesure du TPG du filtre

Lors de la mesure du TPG de deux antennes émissives, un filtre est placé avant le deuxième port de l'ARV. L'incertitude sur sa mesure devrait donc être prise en compte lors de la détermination du bilan d'incertitudes.

a. Mesure en transmission :

La méthode de mesure étant la même que pour la détermination du TPG d'un câble d'antenne, le calcul de l'incertitude de mesure sera similaire (*Cf. section 4.2.1*).

b. Liens RF :

Les câbles utilisés sont les mêmes que ceux utilisés pour les liens RF lors de l'étalonnage des récepteurs ; ce sont des câbles Radiall SHF5 avec une connectique SMA. Le retard engendré par ce type de câble est mesuré avec un ARV. L'incertitude relative à cette mesure est présentée dans la section 4.2.1.

c. Adaptateurs :

Les liens RF utilisés ont une connectique SMA alors que les antennes étudiées ont une connectique TNC ou N. L'incertitude engendrée par la mesure du retard des adaptateurs utilisés est présentée dans la section 4.2.1.

d. Filtre :

Lors de la mesure du TPG des deux antennes Novatel 704 qui ne comportent pas d'amplificateurs, il est nécessaire d'ajouter un filtre permettant de sortir le signal du bruit autour des fréquences utiles. Le TPG de ces filtres étant mesurés avec un ARV, la méthode de calcul de leur incertitude est la même que pour un lien RF (*Cf. section 4.2.1*).

e. Temps de propagation dans l'air :

Le temps de propagation du signal dans l'air est le rapport entre la distance parcourue par celui-ci et la célérité de la lumière. La distance physique entre les deux antennes est mesurée avec un télémètre laser [123]. Toutefois, c'est la distance entre les centres de phase des deux antennes qu'il est nécessaire de déterminer. Pour cela, la position du

centre de phase a été mesurée par rapport à la base de l'antenne (Cf. *Annexe D*). Connaissant les mesures physiques des antennes, il est alors possible de déterminer la distance entre le centre de phase et le sommet de l'antenne et de déterminer ainsi la distance entre les centres de phase des deux antennes.

En fonction de l'angle d'élévation, la position du centre de phase varie. L'incertitude de la détermination du temps de propagation est donc la somme quadratique de l'incertitude liée au télémètre laser, à l'erreur due à l'opérateur, à la mesure des dimensions de l'antenne ainsi qu'à celle de la position et des variations du centre de phase.

- Télémètre laser :

L'incertitude liée à la mesure de la distance physique entre les antennes correspond à l'exactitude du moyen de mesure utilisé, dans le cas présent, un télémètre laser [123].

- Erreur opérateur :

Lors de la mesure, l'opérateur peut commettre une erreur de pointage. Pour un écart de 60 cm (valeur pour la configuration par défaut), si l'erreur de pointage est de 5°, l'incertitude sur la distance est alors de 3 mm.

- Dimension de l'antenne :

Les dimensions des antennes sont généralement définies par les constructeurs. Il a été estimé que ces dimensions sont mesurées avec une précision de 1 mm.

- Position du centre de phase :

L'incertitude liée à la position du centre de phase des antennes mesurées a été définie lors d'une campagne de mesures réalisées par le *service Antenne du CNES* (Cf. *Annexe D*).

- Variations du centre de phase :

La position du centre de phase varie en fonction de l'angle d'élévation et modifie donc la valeur du TPG. Ce poste d'erreur a été spécifié lors de la caractérisation des antennes par le *service Antenne du CNES* (Cf. *Annexe D*).

Le Tableau 4.17 résume l'ensemble de ces postes d'incertitudes lors de la mesure du TPG en transmission de deux antennes Novatel 704 (*Nov704-1 et Nov704-2*).

**Tableau 4.17** : Bilan d'incertitudes de la mesure de distance lors de la mesure en transmission de deux antennes Novatel 704

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>C/A, L1 [mm] (k=1)</i>	<i>L2 [mm] (k=1)</i>
Télémètre laser	A/B	1	1
Erreur opérateur	B	3	3
Dimension de l'antenne	B	1	1
Position du centre de phase	B	2	2
Variations du centre de phase (Nov704-2)	B	9	9
Variations du centre de phase (Nov704-1)	B	3	3
<b>u(Distance)</b>	<b>A/B</b>	<b>9</b>	<b>10</b>

L'erreur sur la détermination du temps de propagation régie par l'équation (2.28) du signal est définie de la manière suivante :

$$u(Prop (air)) = \frac{u(Distance)}{c} \quad (4.15)$$

L'incertitude concernant le temps de propagation dans l'air est alors de 30 ps (k=1) pour L1 et de 33 ps (k=1) pour L2.

Le Tableau 4.18 présente le bilan d'incertitudes de la mesure d'étalonnage en transmission d'une antenne émissive Novatel 704 (Nov704-1) déterminé par triangulation en utilisant une seconde antenne Novatel 704 (Nov704-2) et l'antenne Leica (AR25) qui a le TPG le plus stable autour des fréquences utiles (Cf. section 4.4.3).

**Tableau 4.18** : Bilan d'incertitudes de la mesure du TPG de deux antennes Novatel 704

<i>Postes d'incertitude</i>		<i>C/A, P1 [ps] (k=1)</i>	<i>P2 [ps] (k=1)</i>
Mesure en transmission Em <sub>1</sub> +Em <sub>2</sub>	A/B	135	135
Mesure en transmission Em <sub>x</sub> +Rec	A/B	139	139
Température	B	0	100
Distance	B	0	100
Adaptateurs	A/B	114	118
Lien RF	A/B	117	117
Lien RF	A/B	118	123
Temps de propagation dans l'air Em <sub>1</sub> +Em <sub>2</sub>	A/B	30	33
Temps de propagation dans l'air Em <sub>x</sub> +Rec	A/B	96	96
Filtres	A/B	128	135
<b>u(SAD<sub>Em1+Em2</sub>)</b>	<b>A/B</b>	<b>276</b>	<b>317</b>
<b>u (SAD<sub>EmX+Rec</sub>)</b>	<b>A/B</b>	<b>263</b>	<b>303</b>

Le retard de l'antenne émissive a été défini à partir de la méthode par triangulation (3.27). La loi de propagation des incertitudes permet donc de calculer l'erreur liée à cette mesure [113] :

$$u(AD_{Em1}) = \sqrt{\left(\frac{u(SAD_{Em1+Rec})}{2}\right)^2 + \left(\frac{u(SAD_{Em1+Em2})}{2}\right)^2 + \left(\frac{u(SAD_{Em1+Rec})}{2}\right)^2} \quad (4.16)$$

- **SAD<sub>x</sub>** : Somme des retards des deux antennes utilisées [ns]
- **Em<sub>x</sub>** : Antenne émissive X
- **Rec** : Antenne GNSS réceptrice

D'après l'équation (4.16), l'incertitude liée à la mesure du retard d'une antenne émissive Novatel 704 est de 231 ps pour L1 et de 266 ps pour L2 à  $1\sigma$ .

#### 4.4.2. Bilan d'incertitudes

Le bilan d'erreur de la mesure d'étalonnage d'antenne doit prendre en compte l'incertitude liée à chaque élément de l'équation (2.27). Le tableau suivant présente le détail des sources d'incertitudes lors de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702 (*Nov<sub>GTR</sub>*) en utilisant une antenne Novatel 704 (*Nov704-1*) comme antenne émissive.

**Tableau 4.19** : Bilan d'incertitudes de l'étalonnage d'une antenne Novatel 702

<i>Postes d'incertitude</i>		<i>C/A, P1</i> [ps] ( <i>k=1</i> )	<i>P2</i> [ps] ( <i>k=1</i> )
Mesure en transmission	A/B	143	151
Température	B	0	100
Distance	B	0	100
Adaptateurs	A/B	114	118
Lien RF	A/B	117	117
Lien RF	A/B	127	131
Temps de propagation dans l'air	A/B	30	33
Antenne émissive	A/B	231	266
<b>u(AD<sub>NovGTR</sub>)</b>	<b>A/B</b>	<b>343</b>	<b>399</b>

L'incertitude prédominante est celle de la mesure de l'antenne émissive qui pourrait certainement être réduite si l'antenne utilisée avait une polarisation linéaire qui ne nécessitait qu'une seule mesure lors de son étalonnage.

L'incertitude de mesure de toutes les antennes est du même ordre de grandeur car les seuls paramètres qui diffèrent sont la mesure de TPG en transmission et la variation du centre de phase dont les valeurs sont du même ordre de grandeur pour toutes les antennes.

### 4.4.3 Résultats

Grâce à l'optimisation du banc d'étalonnage en absolu des antennes et à la détermination de l'incertitude de mesure spécifique à chacune d'entre elles, il est possible de déterminer leur retard interne pour chaque fréquence GPS. Au cours de cette thèse, un peu moins d'une dizaine d'antennes fournies par trois fabricants ont été étalonnées. Le résultat pour le code C/A est la moyenne du TPG dans une bande de 2 MHz alors que pour P1 et P2, la moyenne a été calculée dans une bande de 20 MHz.

#### o Novatel 702-GG

Trois antennes Novatel 702 ont été étalonnées au cours de cette thèse : deux appartenant au CNES ( $Nov_{HT}$  et  $Nov_{GTR}$ ) et une au NRL ( $Nov_{NRL}$ ).

Les Figures 4.2 et 4.3 présentent le profil du TPG des trois antennes Novatel 702 étalonnées au CNES avec une antenne Novatel 704 ( $Nov_{704-1}$ ) comme antenne émissive pour la fréquence L1 et L2.

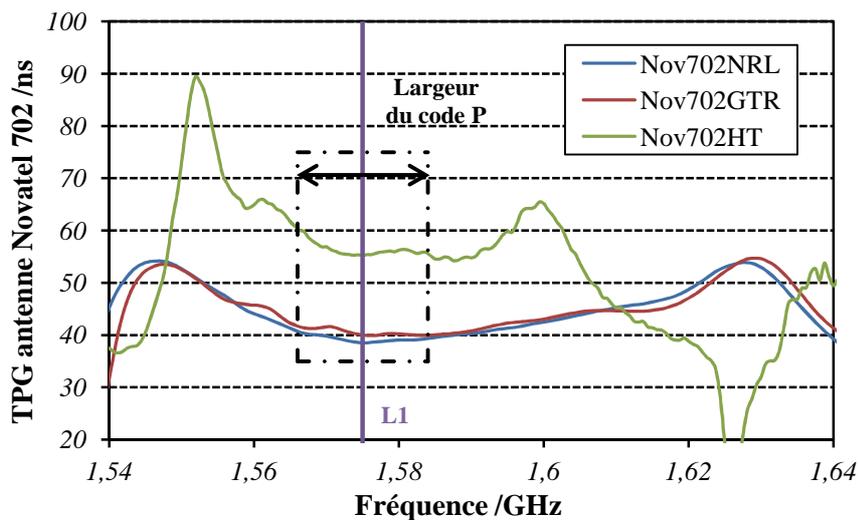


Figure 4.2 : Mesure du TPG pour L1 lors de l'étalonnage des antennes Novatel 702-GG

Le TPG n'est pas linéaire dans la bande de fréquence utile. Ces variations sont dues à la fonction de filtrage permettant de sélectionner les fréquences pouvant être acquises par l'antenne. Cette observation a été vérifiée avec toutes les autres antennes étudiées. Dans le cas de cette antenne Novatel 702 ( $Nov_{GTR}$ ), la variation du TPG dans la bande passante autour de L1 est de 7 ns et de 4 ns pour L2. Ces valeurs sont caractéristiques de fonction de filtrage utilisées en électronique [124].

L'écart type du TPG dans la bande de fréquence de 20 MHz autour de L1 est de :

- 2,24 ns pour l'antenne appartenant au service HT du CNES ( $Nov_{HT}$ )
- 0,77 ns pour l'antenne faisant partie de la chaîne de réception GTR50 du CNES ( $Nov_{GTR}$ )

- 0,75 ns pour l'antenne appartenant au NRL ( $NOV_{NRL}$ )

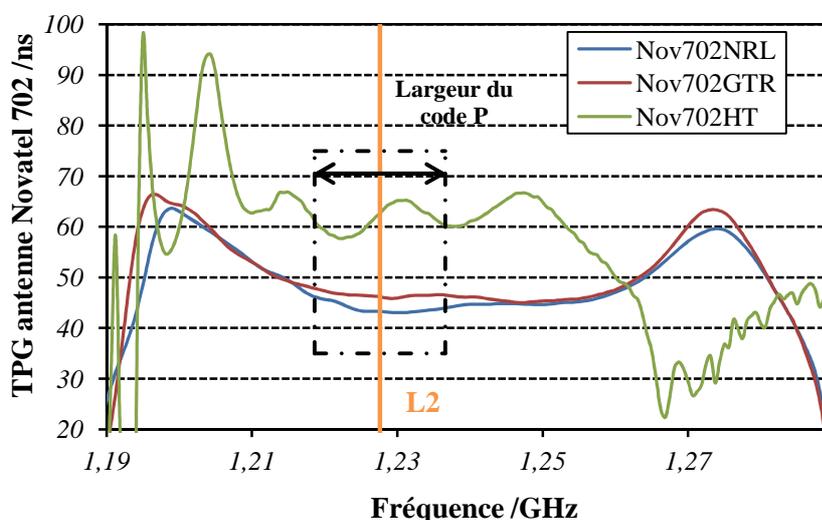


Figure 4.3 : Mesure du TPG pour L2 lors de l'étalonnage des antennes Novatel 702-GG

L'écart type du TPG dans la bande de fréquence de 20 MHz autour de L2 est de :

- 1,26 ns pour l'antenne  $NOV_{HT}$
- 0,96 ns pour l'antenne  $NOV_{GTR}$
- 1,18 ns pour l'antenne  $NOV_{NRL}$

L'antenne  $NOV_{NRL}$  et l'antenne  $NOV_{GTR}$  ont des profils de TPG similaires car elles appartiennent à la même génération d'antenne Novatel 702-GG. L'antenne  $NOV_{HT}$ , qui est une version antérieure aux deux autres, a un TPG plus élevé et la fonction de filtrage diffère. Elle est d'ailleurs peu linéaire autour de la fréquence L2. Selon les modifications apportées par le constructeur, des antennes qui paraissent identiques peuvent avoir des comportements très différents. Dans le cas présenté Figures 4.2 et 4.3, il apparaît nettement que les fonctions de filtrages ont été améliorées afin d'avoir un TPG plus linéaire dans la bande passante qui a d'ailleurs été élargie. Pour l'antenne  $NOV_{HT}$ , la bande passante pour L1 s'étend de 1,55 à 1,60 GHz et de 1,20 à 1,25 GHz pour L2 alors que celles des antennes  $NOV_{GTR}$  et  $NOV_{NRL}$  sont étendues de 1,54 GHz à 1,63 GHz pour L1 et 1,19 à 1,27 GHz pour L2 pour.

Il a été choisi de ne pas tenir compte des variations de TPG dans la bande de fréquence utilisée pour calculer la moyenne équivalente au retard pour chaque code. En effet, celles-ci sont reproductibles car elles sont entièrement dues à la méthode de filtrage mis en jeu dans les antennes.

- Retard de l'antenne Novatel 702-GG du CNES ( $NOV_{HT}$ ) :

$$AD_{CA} = 35,24 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD_{P1} = 36,27 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD_{P2} = 40,75 \pm 0,40 \text{ ns}$$

- Retard de l'antenne Novatel 702-GG du CNES ( $NOV_{GTR}$ ) :

$$AD_{C/A} = 18,84 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD_{PI} = 19,57 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD_{P2} = 25,36 \pm 0,40 \text{ ns}$$

- Retard de l'antenne Novatel 702-GG du NRL ( $NOV_{NRL}$ ) :

$$AD_{C/A} = 18,69 \pm 0,34 \text{ ns}$$

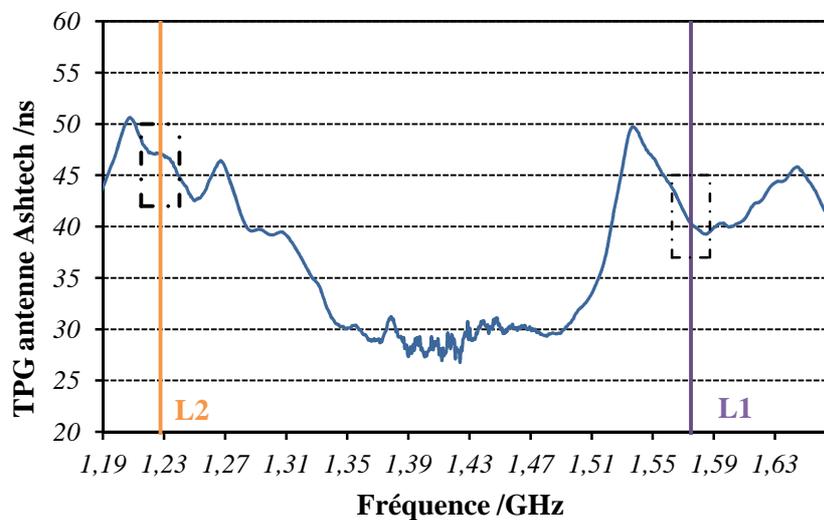
$$AD_{PI} = 18,69 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD_{P2} = 23,00 \pm 0,40 \text{ ns}$$

Pour des profils de TPG similaires, le retard des antennes peut tout de même varier de plusieurs nanosecondes. Il est impossible d'identifier la cause de cette dispersion. Cela pourrait provenir d'un changement de composant comme de la reproductibilité de fabrication des antennes.

#### o Ashtech Choke-ring

La Figure 4.4 présente le profil du TPG d'une antenne Ashtech ( $Ash_{HT}$ ) lors de son étalonnage avec une antenne Novatel 704 ( $Nov704-1$ ) comme antenne émissive. Les zones en pointillées représentent une bande de fréquence de 20 MHz pour laquelle la moyenne du TPG est calculée pour le TPG correspondant au code P.



**Figure 4.4 :** Profil du TPG lors de l'étalonnage de l'antenne Ashtech Choke-ring

Le TPG subit de fortes variations à l'intérieur des bandes passantes autour des fréquences utiles. L'écart-type du TPG dans cette bande de fréquence est de 1,16 ns pour L1 et de 0,40 ns pour L2.

- Retard de l'antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ ) :

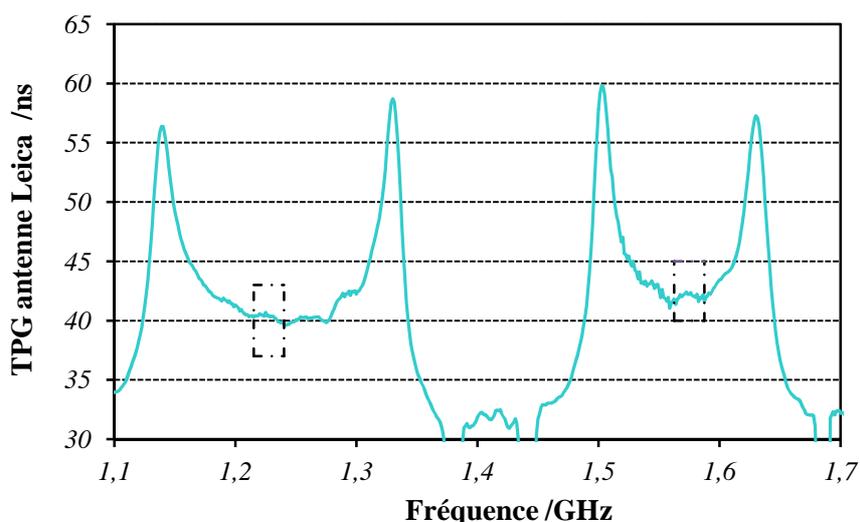
$$AD_{C/A} = 19,87 \pm 0,40 \text{ ns}$$

$$AD_{P1} = 19,30 \pm 0,40 \text{ ns}$$

$$AD_{P2} = 25,54 \pm 0,40 \text{ ns}$$

#### ○ Leica AR25

La Figure 4.5 présente le profil du TPG de l'antenne Leica AR25 étalonnée au CNES avec une antenne Novatel 704 (*Nov704-1*) comme antenne émissive. Les zones en pointillés signalent une bande de 20 MHz autour des fréquences GPS dans laquelle le TPG moyen est calculé pour le code P.



**Figure 4.5 :** Profil normalisé du TPG de l'antenne Leica AR25

Les bandes passantes de filtrage sont plus larges pour cette antenne (1,50 à 1,62 GHz pour L1 et 1,14-1,33 GHz pour L2) que pour les antennes Novatel ou Ashtech car elle permet d'acquérir des signaux de constellations différentes [84]. Le TPG est ainsi plus linéaire dans la bande de fréquence utilisée pour calculer la moyenne qui constituera le retard de l'antenne. L'écart type du TPG dans la bande de fréquence de 20 MHz est de 0,21 ns autour de L1 et de 0,22 ns autour de L2 contrairement aux autres antennes où l'écart-type peut atteindre 2 nanosecondes.

- Retard de l'antenne Leica AR25 :

$$AD_{CA} = 19,82 \pm 0,41 \text{ ns}$$

$$AD_{P1} = 19,64 \pm 0,41 \text{ ns}$$

$$AD_{P2} = 17,88 \pm 0,36 \text{ ns}$$

## 4.5 Etalonnage de la chaîne de réception complète

L'étalonnage en absolu permet de déterminer indépendamment le retard de chaque élément de la chaîne de réception mais peut également permettre de mesurer le retard de la chaîne complète (*Cf. section 2.5.5*). Le signal généré par le simulateur est rayonné par

une antenne émissive. Il est ensuite acquis par la chaîne de réception composée de l'antenne et du récepteur à étalonner. Les antennes sont placées dans une chambre anéchoïque. Le but de la méthode d'étalonnage en absolu étant de déterminer le retard interne des équipements avec la plus grande précision possible, en limitant donc le bruit, il a été choisi de n'évaluer que le retard de l'antenne et du récepteur au lieu de la chaîne complète (antenne+câble+récepteur). En effet, le signal entre les deux équipements sera transmis par un câble court plutôt que par un câble d'antenne long qui augmenterait le bruit de mesure.

Les résultats présentés ici ont été calculés pour des temps d'acquisition d'une journée. La chambre anéchoïque, utilisée également pour les étalonnages d'antennes, est placée dans une pièce qui n'est pas régulée en température ; tous les équipements seront donc soumis aux variations de l'environnement.

#### 4.5.1 Bilan d'incertitudes

D'après l'équation (2.32), la mesure de somme des retards de l'antenne et du récepteur nécessite de connaître :

- La différence des pseudo-distances simulées par le générateur de signaux et acquises par le récepteur
- Le retard interne du simulateur
- Les retards dus aux liaisons physiques (1 PPS, L1/L2) entre le simulateur et le récepteur
- Le retard interne de l'antenne à étalonner
- Le retard interne de l'antenne émissive
- Le retard dû à la traversée du signal dans l'air

Le bilan d'incertitudes de cette mesure doit donc tenir compte de l'erreur apportée par chacun des éléments de l'équation (2.32). Le Tableau 4.20 présente un exemple des différents postes d'incertitudes lors de la mesure du retard d'un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) et d'une antenne Novatel 702-GG ( $NOV_{GTR}$ ).

**Tableau 4.20** : Bilan d'incertitudes de l'étalonnage simultanée d'un récepteur Dicom GTR50 d'une antenne Novatel 702-GG

<i>Postes d'incertitude</i>	<i>Type</i>	<i>DicomGTR50 +Novatel 702-GG</i>		
		<i>P1</i> <i>[ps] (k=1)</i>	<i>P2</i> <i>[ps] (k=1)</i>	<i>P1-P2</i> <i>[ps] (k=1)</i>
Lien 1 PPS	A/B	41	41	0
Lien RF	A/B	171	174	0
Lien RF	A/B	176	178	0
Simulateur	A/B	409	403	0
Température	B	0	100	100
Distance	B	0	100	100
Différence de pseudo-distances	A/B	131	132	132
RX <sub>1PPS</sub>	B	41	41	0
Temps de propagation	A/B	30	33	0
Antenne émissive	A/B	231	266	271
<b>u(RxD+AD)</b>	<b>A/B</b>	<b>549</b>	<b>580</b>	<b>332</b>

En mode rayonné, l'incertitude est du même ordre de grandeur que celle rencontrée en mode guidé lors de l'étalonnage d'un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ).

#### 4.5.2 Résultats

Deux systèmes ont été étalonnés avec cette méthode :

- Chaîne 1 : Un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) et une antenne Ashtech Choke-ring ( $ASH_{HT}$ )
- Chaîne 2 : Un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) et une antenne Novatel 702-GG ( $NOV_{GTR}$ ).

Voici le retard induit par la chaîne 1 ( $PolaR_{HT} + Ash_{HT}$ ) pour chaque code et à chaque fréquence :

$$RxD+AD_{C/A} = 213,07 \pm 0,55 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P1} = 211,87 \pm 0,55 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P2} = 218,54 \pm 0,58 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P3} = 201,66 \pm 0,75 \text{ ns}$$

Voici le retard induit par la chaîne 2 ( $GTR_{HT} + NOV_{GTR}$ ) pour chaque code et à chaque fréquence :

$$RxD+AD_{C/A} = - 31,23 \pm 1,26 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P1} = - 35,27 \pm 0,58 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P2} = - 22,92 \pm 0,58 \text{ ns}$$

$$RxD+AD_{P3} = - 54,15 \pm 0,78 \text{ ns}$$

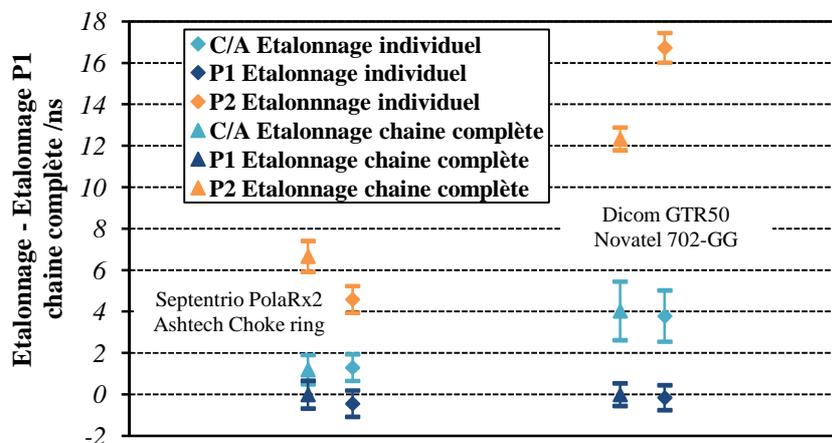
## 4.6 Comparaison étalonnage individuel / étalonnage chaîne complète

Les éléments (antenne+récepteur) ayant été étalonnés séparément puis la somme de leur retard ayant été mesurée avec la méthode d'étalonnage de la chaîne entière, il est donc possible de comparer les résultats déterminés avec ces deux techniques différentes.

La comparaison va porter sur deux chaînes de réception :

- Chaîne 1 : Récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) + antenne Novatel 702-GG ( $Nov_{HT}$ )
- Chaîne 2 : Récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) + antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ )

La Figure 4.6 présente la comparaison de la somme des étalonnages indépendants des équipements (antenne+récepteur) et celui de l'étalonnage des chaînes de réception complète pour une incertitude avec  $k=2$ . Chaque point correspond à la valeur mesurée pour chaque code auquel a été soustrait l'étalonnage pour P1 de la chaîne complète. Il présente donc les biais intercanaux (C/A - P1 chaîne complète), (P1 - P1 chaîne complète) et (P2 - P1 chaîne complète). L'incertitude de la somme des étalonnages indépendants est la somme quadratique de l'incertitude de l'étalonnage du récepteur et de l'antenne.



**Figure 4.6 :** Comparaison de la somme des étalonnages individuels et de l'étalonnage des chaînes de réception complète ( $k=2$ )

La somme des étalonnages indépendants et de l'étalonnage de la chaîne de réception complète fournissent des résultats similaires pour les deux chaînes de réception pour la fréquence L1 pour le code C/A et le code P1. Les barres d'incertitudes se recouvrent complètement pour ces deux mesures. Par contre, il y a une différence des valeurs d'étalonnage pour les deux chaînes d'acquisition pour le code P2 de l'ordre d'environ 2 ns pour la chaîne 1 (Récepteur Septentrio+antenne Ashtech) et de 4 ns pour la chaîne 2 (Récepteur Dicom+antenne Novatel).

La provenance de ce biais n'a pas été identifiée. Plusieurs facteurs ont été mis en cause mais aucune étude n'a permis de vérifier ces hypothèses. Ce biais pourrait être dû :

- A la puissance du signal : La puissance du signal P2 est inférieure de quelques dB à la puissance du signal L1
- A la réjection du signal : Les absorbants de la chambre anéchoïque ne sont pas optimums pour travailler dans la bande de fréquence utilisée
- A l'antenne émissive : Il serait nécessaire de vérifier si ce biais est reproductible avec une autre antenne émissive

## 4.7 Confrontation des méthodes

Deux techniques d'étalonnage sont actuellement recensées : la méthode en relatif aussi appelée méthode différentielle et la méthode en absolu. La technique différentielle consiste à comparer l'ensemble d'un système d'acquisition à étalonner avec une chaîne de réception de référence. Cette dernière circule à travers le monde afin que le BIPM puisse déterminer le retard des équipements des laboratoires participant aux campagnes d'étalonnage. La technique en absolu consiste, elle, à déterminer le retard de chaque élément de la chaîne de réception ou de son ensemble en utilisant des signaux simulés vierges de tous bruits.

Une méthode d'analyse, appelée étalonnage empirique, permettant d'assurer un suivi du biais induit par les chaînes de réception de façon régulière, peut être associée à ces deux méthodes afin de valider leurs résultats.

### 4.7.1 Etalonnages en absolu

La méthode d'étalonnage en absolu a tout d'abord été développée aux Etats-Unis par le NRL et l'Université de Colorado dans les années 2000 [90] [93]. Depuis 2005, le CNES développe une technique d'étalonnage similaire [97]. Afin de comparer les valeurs fournies par ces deux bancs d'étalonnage en absolu, une confrontation des méthodes développées par le CNES et le NRL a été réalisée. Pour cela deux chaînes de réception ont été à tour de rôle étalonnées avec la méthode dite en absolu au CNES et au NRL :

- Chaîne 1 : un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) + une antenne Novatel 702-GG ( $Nov_{GTR}$ )
- Chaîne 2 : un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) + une antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ )

#### ○ Etalonnage des récepteurs

La comparaison des étalonnages a tout d'abord porté sur la détermination du retard interne des récepteurs Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) et Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ).

Bien que ces deux méthodes soient basées sur le même principe, quelques points les différencient.

- Différence matérielle

Les simulateurs utilisés lors des étalonnages réalisés par le CNES et le NRL sont fournis par le même constructeur mais ne sont pas de la même génération. Le simulateur utilisé au CNES concernant les activités d'étalonnage en absolu est un Spirent STR4760 [100] alors que le simulateur du NRL est la dernière génération de ce type d'équipement, un GSS8000 [125].

- L'étalonnage du simulateur

Lors de l'étalonnage du simulateur, le NRL utilise la méthode dite du "zero-crossing". Cette technique consiste à déterminer par lecture directe à l'écran de l'oscilloscope le délai entre le signal 1 PPS et la première transition de code suivant immédiatement ce signal (Figure 3.22). L'inconvénient de cette méthode est que le niveau de bruit du code dégrade la qualité de la mesure ce qui rend difficile la détermination précise de la position de transition de code.

Pour pallier ce problème, une technique de corrélation a été développée au CNES permettant d'obtenir une position avec une incertitude de mesure de 100 ps (Cf. section 3.3.3) [96]. L'oscilloscope utilisé lors de l'étalonnage du simulateur est le même dans les deux laboratoires, c'est un Tektronix DPO7000 [109].

Pour étalonner un simulateur de signaux GNSS, le CNES utilise la fonction "Single Channel" (utilitaire du logiciel SimGen associé au simulateur) qui permet de générer soit le code C/A ou le code P pour les fréquences L1 et L2 sur chaque canal et en contrôlant l'envoi du message de navigation. L'étalonnage est réalisé en générant le code C/A sur un canal sans message de navigation. Cette technique permet également d'étalonner le simulateur pour le code P car les deux codes sont synchronisés (Cf. section 4.3.1). Pour ce type de simulateur, le retard interne est d'environ 90 ns. La prise en compte de la valeur théorique du biais intercanaux du simulateur dans le bilan d'incertitudes permet de considérer que l'étalonnage d'un canal fournit une valeur globale pour tous les canaux.

Les données simulées par les dernières générations d'équipements Spirent, comme le GSS8000, sont corrigées d'une valeur de retard moyen qui a été déterminé par le constructeur. La valeur interne de ce type de simulateur est donc très faible, de l'ordre de 2 à 3 ns. Le simulateur GSS8000 ne permet pas d'utiliser la fonction "Single Channel" normalement dédiée aux étalonnages du simulateur car le logiciel associé génère des erreurs lors de son activation.

Le NRL a donc choisi d'utiliser un scénario qui simule le signal d'un satellite géostationnaire pour étalonner le générateur de signaux.

Au cours de cette thèse, une comparaison de ces deux méthodes d'étalonnage a été réalisée avec le simulateur STR4760 utilisé par le CNES. Les résultats obtenus sont identiques à l'incertitude de mesure près.

- L'obtention des pseudo-distances de la constellation simulée

Le NRL reconstruit les pseudo-distances de la constellation simulée à partir du fichier de navigation fourni par le récepteur.

Le CNES utilise les pseudo-distances fournies par le simulateur. L'utilisation de l'une ou de l'autre de ces deux méthodes fournit le même résultat lors de l'étalonnage d'un récepteur.

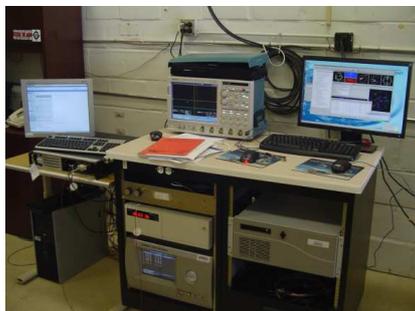
- L'utilisation des liens RF et 1PPS

Le NRL utilise les mêmes liens RF et 1 PPS lors de l'étalonnage du simulateur et du récepteur. Le lien RF est composé d'un câble de connectiques SMA, d'un amplificateur et d'atténuateurs variables. Le signal doit être amplifié lors de l'étalonnage du simulateur alors qu'il est nécessaire de l'atténuer pour fournir un niveau de puissance acceptable par le récepteur (-110 dBm) lors de son étalonnage (Cf. section 2.5.3). Un bloc DC est tout de même ajouté au plus près du récepteur lors des étalonnages NRL.

Le CNES utilise des liens différents : Le premier lien est constitué d'un câble, d'un isolateur et d'un amplificateur utilisé lors de l'étalonnage du simulateur. L'autre lien est constitué d'un câble, d'atténuateurs de valeurs fixes et d'un bloc DC employé lors de l'étalonnage du récepteur. Les liens 1PPS sont également différents lors de l'étalonnage du récepteur et du simulateur. Leurs retards sont mesurés lors de chaque campagne d'étalonnage avant et après la mesure du délai interne du récepteur.

#### - Résultats des étalonnages des récepteurs

Le banc d'étalonnage des récepteurs du NRL est équipé d'un simulateur de signaux GPS Spirent GSS8000. L'horloge atomique qui génère les signaux de référence est une horloge Symmetricom 5071A.



**Figure 4.7 :** Banc d'étalonnage en absolu des récepteurs développé par le NRL

Un simulateur STR4760 est utilisé au CNES pour étalonner les récepteurs. Un maser actif EFOS permet de fournir les signaux de référence nécessaires au simulateur et aux récepteurs.



**Figure 4.8 :** Banc d'étalonnage en absolu des récepteurs développé par le CNES

L'incertitude du retard interne du récepteur estimé par le NRL est la somme quadratique de l'incertitude de mesure de l'étalonnage du simulateur, de l'exactitude des données qu'il fournit, du délai des liens RF et du bloc DC [93]. Le Tableau 4.21 résume l'incertitude de la mesure d'étalonnage faite au NRL. Elle a été estimée par l'Université du Colorado.

**Tableau 4.21 :** Estimation de l'erreur sur la mesure d'étalonnage en absolu des récepteurs avec la méthode du NRL

<i>Postes d'erreur</i>	<i>Erreur estimée [ps] (k=1)</i>
Etalonnage du simulateur	200
Lien RF	100
Connecteurs	100
Bloc DC	100
Exactitude simulateur	1000
<b>U(Récepteur)</b>	<b>1034</b>

La méthode de calcul de l'incertitude employée par le CNES est présentée dans le Chapitre 4 (*Cf. section 4.3.1*).

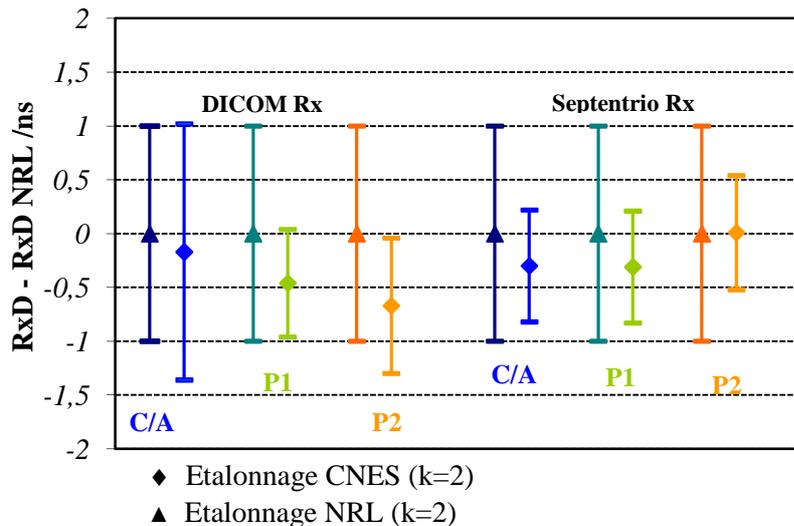
Le Tableau 4.22 présente les résultats du retard électrique de deux récepteurs, un Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) et un Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) avec chacune des méthodes d'étalonnage utilisée dans les deux établissements.

**Tableau 4.22** : Comparaison des étalonnages en absolu des récepteurs Dicom et Septentrio réalisées au CNES et au NRL

Récepteurs	Etalonnages NRL (k=1) Température moyenne : 24°C			Etalonnages CNES (k=1) Température moyenne : 20°C		
	C/A [ns]	L1 [ns]	L2 [ns]	C/A [ns]	L1 [ns]	L2 [ns]
<i>Dicom GTR50</i> ( <i>GTR<sub>HT</sub></i> )	-50,15 (1,03)	-54,49 (1,03)	-43,19 (1,03)	-50,32 (1,20)	-54,95 (0,52)	-43,86 (0,63)
	<i>PI-C1</i>	<i>-4,34</i>		<i>PI-C1</i>	<i>-4,63</i>	
	<i>PI-P2</i>	<i>-11,3</i>		<i>PI-P2</i>	<i>-11,09</i>	
<i>Septentrio</i> <i>PolaRx2</i> ( <i>PolaR<sub>HT</sub></i> )	193,53 (1,03)	192,42 (1,03)	190,98 (1,03)	193,23 (0,49)	192,11 (0,49)	190,99 (0,50)
	<i>PI-C1</i>	<i>-1,11</i>		<i>PI-C1</i>	<i>-1,12</i>	
	<i>PI-P2</i>	<i>1,44</i>		<i>PI-P2</i>	<i>1,12</i>	

Les résultats obtenus avec le récepteurs Septentrio (*PolaR<sub>HT</sub>*) et le récepteur Dicom (*GTR<sub>HT</sub>*) sont du même ordre de grandeur pour les étalonnages réalisés dans les deux établissements alors que les environnements de mesures diffèrent. En effet, la température moyenne du laboratoire du NRL est de 297 K (24°C) alors qu'elle est de 293 K (20°C) au laboratoire du CNES. Pour ces gammes de température, la sensibilité thermique du récepteur Septentrio (*PolaR<sub>HT</sub>*) est de 0,01 ns.K<sup>-1</sup> (Cf. section 5.2.1), ce qui engendre donc une différence de 0,05 ns entre les deux étalonnages. Cette valeur est négligeable par rapport à l'incertitude de mesure. Pour le récepteur Dicom (*GTR<sub>HT</sub>*), la sensibilité thermique n'est pas connue.

La Figure 4.9 présente une comparaison des résultats d'étalonnages du récepteur Dicom GRT50 (*GTR<sub>HT</sub>*) et du Septentrio PolaRx2 (*PolaR<sub>HT</sub>*) pour k=2. Les comparaisons entre les étalonnages de chaque code et de chaque récepteur sont normalisées par la soustraction de la valeur du retard interne mesuré par le NRL et sont présentés pour une incertitude à 2  $\sigma$ .



**Figure 4.9** : Comparaison des étalonnages CNES (◆) et NRL (▲) pour un récepteur Dicom GTR50 et un récepteur Septentrio PolaRx2

L'incertitude est de l'ordre de 1 ns ( $k=2$ ) pour les mesures réalisées au CNES alors qu'elle est de 2 ns ( $k=2$ ) pour les mesures effectuées au NRL. Les résultats d'étalonnages CNES sont compris dans les barres d'erreurs de l'incertitude des mesures du NRL. Pour le récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ), il y a un recouvrement total des incertitudes alors qu'il n'est que partiel pour l'étalonnage du récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ). Par contre, toutes les mesures CNES sont inférieures ou égales aux mesures NRL. Cette différence peut atteindre 0,7 ns. Les étalonnages ayant été réalisés à des températures différentes, ce biais peut être dû à la sensibilité thermique des simulateurs. Le simulateur Spirent STR4760 utilisé au CNES a en moyenne une sensibilité de  $0,32 \text{ ns.K}^{-1}$  (Cf. section 3.3.3) alors que celle du simulateur GSS 8000 est inconnue.

La mesure d'étalonnage des récepteurs semble être indépendante des équipements utilisés et de la méthode employée.

#### ○ Etalonnage des antennes

Afin de confronter les deux techniques d'étalonnage d'antennes, le retard de quatre antennes CNES (Novatel 702-GG ( $Nov_{GTR}$  et  $Nov_{NRL}$ ), Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ ) et Leica Choke-ring 3D ( $AR25$ )) ont été déterminés. L'étalonnage en absolu des antennes développé par le NRL et le CNES repose sur le même principe (Cf. section 2.5.4) bien que la technique d'étalonnage employée pour déterminer le retard de l'antenne émissive soit différente.

- Différences matérielles

L'analyseur de réseau vectoriel utilisé par le CNES est un Anritsu 37397C [110] alors que le NRL utilise un Agilent 8722ES. L'antenne émissive du banc d'étalonnage CNES est une antenne Novatel 704-X (Nov704-1) [86] alors que le NRL utilise une antenne TECOM large bande bipolarisée ( $TEC_{NRL}$ ) [87]. Les chambres anéchoïques employées ne sont également pas semblables. Le CNES utilise une chambre horizontale équipée de supports d'antennes mobiles, tapissée de panneaux d'absorbants *Eccosorb CV* dits en "boîte d'œufs" [115] (Cf. section 3.4.2) (Figure 4.10). Le NRL travaille avec une chambre anéchoïque verticale d'environ 2,5 mètres de hauteur recouverte d'absorbants plats dont la référence est inconnue (Figure 4.11).



**Figure 4.10** : Banc d'étalonnage en absolu des antennes développé par le CNES



**Figure 4.11** : Banc d'étalonnage en absolu des antennes développé par le NRL

- Antenne émissive

La principale différence caractérisant les deux techniques d'étalonnage est la méthode mise en œuvre pour déterminer le retard interne de l'antenne émissive. Le CNES utilise la méthode en transmission alors que le NRL utilise la méthode en réflexion (Cf. section 2.5.4). L'antenne TECOM ( $TEC_{NRL}$ ) permet d'émettre ou de recevoir un signal en polarisation linéaire verticale ou horizontale ou bien en polarisation circulaire droite ou gauche. Lors de l'étalonnage de l'antenne, elle émet un signal avec une polarisation circulaire droite. Le signal est ensuite réfléchi par un plan réflecteur dans la polarisation

inverse qui est retransmis à l'ARV par l'antenne. Il est ainsi possible d'étalonner cette antenne avec la méthode en réflexion.

#### ○ Résultats des étalonnages d'antennes

Les valeurs d'incertitude employées par le CNES sont calculées de la même manière que présenté précédemment (Cf. section 4.4.2). L'incertitude des étalonnages menés par le NRL prend en compte l'incertitude des câbles RF, de la chambre anéchoïque et de la mesure en transmission comme le montre le Tableau 4.23 [93]. Ce bilan d'incertitudes a été estimé par l'Université du Colorado.

**Tableau 4.23 :** Estimation de l'incertitude sur la mesure de l'étalonnage des antennes

<i>Postes d'erreur</i>	<i>Erreur estimée [ps] (k=1)</i>
Câble A/ Chambre anéchoïque	100
Câble C	100
Mesure en transmission	100
<b>U(Antenne)</b>	<b>200</b>

Le Tableau 4.24 présente les résultats d'étalonnages des antennes GNSS réalisés au NRL et au CNES. Cette comparaison s'est portée sur :

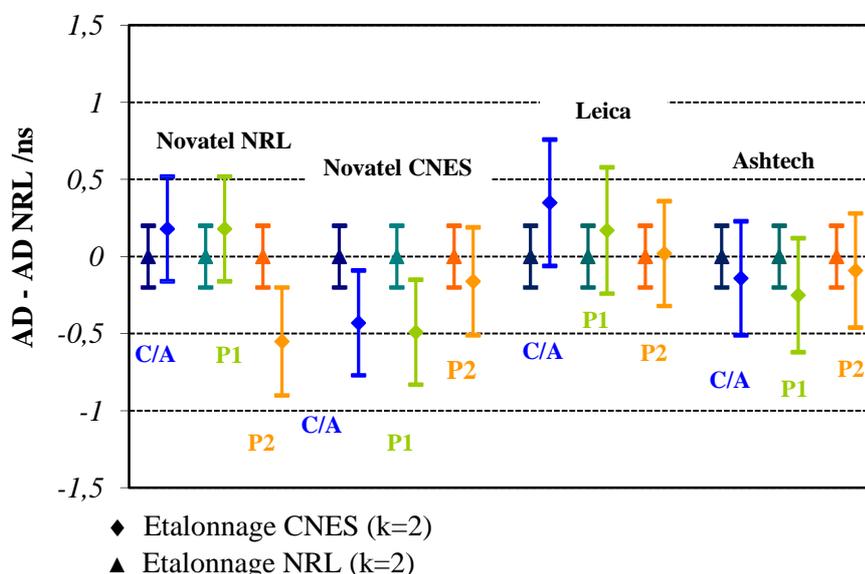
- Deux antennes Novatel 702-GG ( $Nov_{NRL}$  et  $Nov_{GTR}$ )
- Une antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ )
- Une antenne Leica AR25 ( $Lei25$ )

**Tableau 4.24 :** Etalonnages d'antennes en employant la méthode en absolu développé au CNES et au NRL

Antennes	Méthode NRL (k=1) Température moyenne : 24°C			Méthode CNES (k=1) Température moyenne : 20°C		
	C/A [ns]	L1 [ns]	L2 [ns]	C/A [ns]	L1 [ns]	L2 [ns]
<i>Novatel 702-GG</i> ( $Nov_{NRL}$ )	18,51 (0,20)	18,51 (0,20)	23,55 (0,20)	18,69 (0,34)	18,69 (0,34)	23,00 (0,40)
<i>Novatel 702-GG</i> ( $Nov_{GTR}$ )	19,27 (0,20)	20,06 (0,20)	25,52 (0,20)	18,84 (0,34)	19,57 (0,34)	25,36 (0,40)
<i>Leica Choke-ring</i> (AR25)	19,47 (0,20)	19,30 (0,20)	17,86 (0,20)	19,82 (0,41)	19,64 (0,41)	17,88 (0,36)
<i>Ashtech Choke-ring</i> ( $Ash_{HT}$ )	19,73 (0,20)	19,05 (0,20)	24,94 (0,20)	19,87 (0,40)	19,30 (0,40)	25,54 (0,40)

Les étalonnages des antennes menées avec les deux méthodes, CNES et NRL, fournissent des résultats du même ordre de grandeur. La Figure 4.12 présente une comparaison des retards internes d'antennes GNSS pour une incertitude à  $2\sigma$

déterminés avec les méthodes en absolu employées par le CNES et par le NRL. Chaque mesure est normalisée par la soustraction de la valeur du retard interne mesuré par le NRL.



**Figure 4.12 :** Comparaison des étalonnages en absolu CNES et NRL des antennes

L'incertitude est de 400 ps ( $k=2$ ) pour les étalonnages NRL et en moyenne de 700 ps ( $k=2$ ) pour les étalonnages CNES.

Il y a un recouvrement des barres d'erreurs des mesures issues des deux méthodes. La reproductibilité des mesures paraît meilleure pour les antennes Ashtech et Leica qui sont équipées d'un système de réjection de multitrajets similaire. Il semblerait donc qu'il subsiste des signaux parasites qui ne sont pas complètement absorbés par les chambres anéchoïques. Au NRL, la chambre anéchoïque utilisée est ancienne et les performances des absorbants sont sûrement dégradées. Il a été constaté que les signaux parasites ne sont pas totalement éliminés. De plus, le taux de réjection des absorbants utilisés au CNES pour la fréquence utilisée. Des mesures dans un environnement plus adapté permettraient certainement d'améliorer la reproductibilité de la mesure.

#### ○ Etalonnage de la chaîne complète

Grâce à l'étalonnage des récepteurs et des antennes, il est donc possible de déterminer le retard électrique interne et l'incertitude d'une chaîne de réception complète.

- Chaîne 1 : un récepteur Dicom GTR50 ( $GTR_{HT}$ ) + une antenne Novatel 702-GG ( $NOV_{GTR}$ )
- Chaîne 2 : un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) + une antenne Ashtech Choke-ring ( $Ash_{HT}$ )

Ces valeurs d'étalonnage sont la somme du retard du récepteur et de l'antenne constituant la chaîne de réception. Les incertitudes correspondantes sont donc la somme quadratique des incertitudes correspondant aux délais des deux équipements. Le Tableau 4.25 présente le retard des deux chaînes de réception GNSS constituées d'un

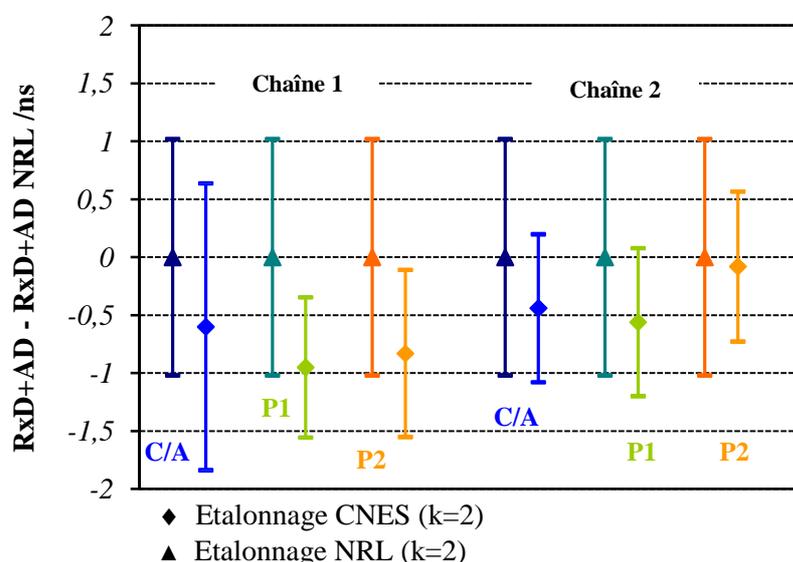
récepteur et d'une antenne dont les retards ont été déterminés à partir des méthodes d'étalonnage développées au CNES et au NRL.

**Tableau 4.25 :** Retard des chaînes de réception étalonnées avec la méthode CNES et la méthode NRL

Chaînes de réception	Méthode NRL [ns] (k=1) Température moyenne : 24°C			Méthode CNES [ns] (k=1) Température moyenne : 20°C		
	C/A	P1	P2	C/A	P1	P2
<i>Chaîne 1</i>	-30,88 (1,02)	-34,43 (1,02)	-17,67 (1,02)	-31,48 (1,25)	-35,38 (0,64)	-18,50 (0,74)
<i>Chaîne 2</i>	213,54 (1,02)	211,97 (1,02)	190,98 (1,02)	213,10 (0,63)	211,41 (0,63)	216,53 (0,63)

L'incertitude de la mesure du retard des chaînes de réception est d'environ 0,6 ns (k=1) avec la méthode CNES et de 1 ns (k=1) avec la méthode NRL pour les codes C/A, P1 et P2. Les résultats des étalonnages réalisés au CNES et au NRL sur deux chaînes de réception différentes sont du même ordre de grandeur.

La Figure 4.13 présente la différence des retards de ces chaînes de réception pour les fréquences GPS L1 et L2 pour le code C/A et le code P. Chaque valeur est normalisée par la soustraction du résultat d'étalonnage déterminé au NRL pour chaque code et chaque chaîne de réception.



**Figure 4.13 :** Etalonnage CNES et NRL de deux chaînes de réception GNSS

Il y a un recouvrement partiel des barres d'erreurs pour les étalonnages de la première chaîne de réception (Récepteur Dicom + Antenne Novatel) alors que le recouvrement est total pour la deuxième chaîne (Récepteur Septentrio + Antenne Ashtech).

La différence entre les deux méthodes fournit des résultats inférieurs ou égaux à une nanoseconde ce qui est équivalent à l'incertitude de mesure de la méthode NRL. Cette comparaison permet donc de valider la méthode développée par le CNES et ainsi de la légitimer.

#### 4.7.2 Etalonnage absolu / Etalonnage relatif

La méthode d'étalonnage en absolu développée au CNES a également été comparée à la méthode différentielle. Pour cela, la chaîne OPM4 de l'Observatoire de Paris, constituée d'un récepteur Ashtech Z12-T, d'un câble et d'une antenne Ashtech Choke-ring, a été étalonnée en absolu par le CNES et en relatif par l'Observatoire de Paris par rapport à leur chaîne de référence OPMT. Cette chaîne de réception a elle-même fait l'objet d'un étalonnage en relatif par rapport à la chaîne de référence du BIPM. Cette comparaison a été menée en 2008 dans le cadre d'un contrat pour le projet Galileo [122]. OPM4 est destiné à voyager à travers l'Europe afin d'étalonner les PTF Galileo et les équipements des laboratoires de temps. Une première campagne d'étalonnage a déjà permis d'étalonner les équipements du NPL, de la PTB et de l'INRIM.

En 2008, seuls le récepteur et le câble d'antenne avaient été étalonnés en absolu [126]. Le retard interne de l'antenne n'a été déterminé de manière absolue qu'en 2011.



Figure 4.14 : Chaîne de réception OPM4 [122]

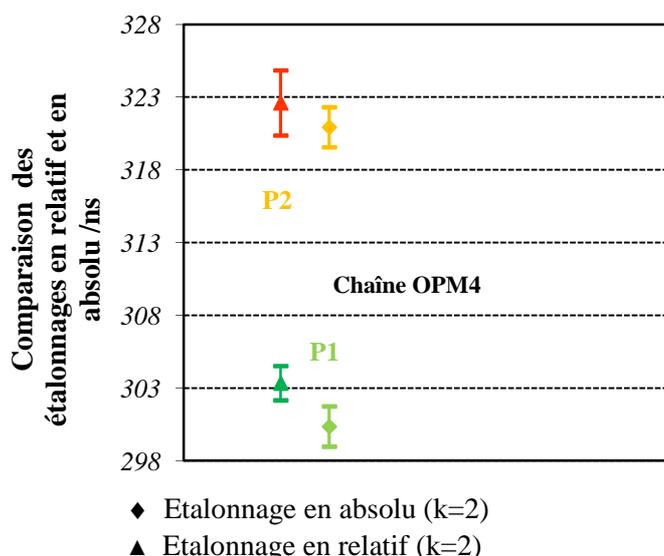
Le Tableau 4.26 présente la comparaison des étalonnages des deux chaînes de réception déterminés avec la méthode en relatif et méthode en absolu. L'incertitude concernant la méthode en absolu est la somme quadratique de l'étalonnage du récepteur et de l'antenne.

**Tableau 4.26 :** Comparaison des étalonnages différentiels et absolus de la chaîne OPM4 [122] [126]

Chaînes de réception	Etalonnage relatif [ns] (k=1)		Etalonnage absolu [ns] (k=1)	
	P1	P2	P1	P2
<i>OPM4</i>	303,34 (0,59)	322,61 (1,12)	300,36 (0,69)	320,94 (0,69)

La comparaison des étalonnages en absolu et en relatif de la chaîne de réception OPM4, c'est-à-dire du récepteur et de l'antenne de la chaîne OPM4 montre une différence de 2,98 ns pour L1 et de 1,67 ns pour L2. Ces valeurs sont équivalentes à celles observées lors de la comparaison réalisée en 2008.

La Figure 4.15 présente une comparaison des étalonnages en absolu et en relatif pour k=2.



**Figure 4.15 :** Comparaison des étalonnages en absolu et en relatif

Il y a un recouvrement des incertitudes pour P2, ce qui n'est pas le cas pour P1. Le biais entre les deux techniques provient peut-être de l'influence de la température sur l'antenne dont les variations peuvent provoquer une variation du TPG pour certaines antennes [103]. En effet, avec la méthode en absolu, l'antenne est étalonnée à 23°C alors que la température de l'environnement dans lequel elle se trouve lors de l'étalonnage en relatif est inconnue. Le comportement de l'antenne utilisée par rapport aux variations thermiques qu'elle subit en conditions opérationnelles n'a jamais été évalué.

### 4.7.3 Etalonnage relatif / Etalonnage empirique

La méthode d'étalonnage en relatif est actuellement la technique la plus utilisée par les laboratoires de temps pour déterminer le retard électrique de leurs chaînes de réception GNSS. Ces étalonnages sont réalisés par le BIPM ou par les laboratoires eux même. La mesure des retards des équipements situés dans les laboratoires peut difficilement avoir lieu plus d'une fois tous les deux ans car une seule chaîne de référence est employée par le BIPM.

Une méthode, mise au point par Ken Senior du NRL et dénommée étalonnage empirique permet de déterminer en quasi-temps réel la stabilité des retards des chaînes de réception afin de déceler un éventuel biais du retard des chaînes de réception [63]. Ce saut de valeur peut être dû à l'intervention de l'opérateur mais également à un dysfonctionnement matériel.

Une comparaison des étalonnages en relatif et empirique a été réalisée avec deux chaînes de réception situés dans des laboratoires européens : la PTB (*PTBB*) et l'Observatoire royal de Belgique (*BRUS*). Les étalonnages relatifs ont débutés au début des années 2000. L'étalonnage empirique ne débute qu'en 2004 car les fichiers d'horloges IGS précédant cette date ne sont pas disponibles en libre accès. Les fichiers IGS fournissent un point par jour mais pour plus de lisibilité sur le graphique seul un point tous les 70 jours a été représenté. Toutefois, l'intervalle entre chaque point de mesure n'est pas constant car les données ne sont pas toujours disponibles pour calculer les biais instrumentaux avec la méthode empirique. De plus, lorsque les valeurs obtenues par le programme sont incohérentes, elles ne sont pas prises en compte dans le résultat final. Les étalonnages relatifs portent uniquement sur le récepteur et l'antenne de la chaîne de réception alors que l'étalonnage empirique porte sur son intégralité. Un offset de la valeur approximative du retard dû au câble d'antenne sera donc appliqué aux résultats de l'étalonnage empirique afin de pouvoir réaliser la comparaison des deux méthodes.

L'étalonnage relatif de la chaîne de réception de la PTB a été réalisé entre 2002 et 2008 (MJD 52471 à MJD 54576) alors que l'étalonnage empirique porte sur la période 2004 à 2009 (MJD 53067 à MJD 55167). Un offset de 215 ns a été appliqué aux résultats de l'étalonnage empirique (EE).

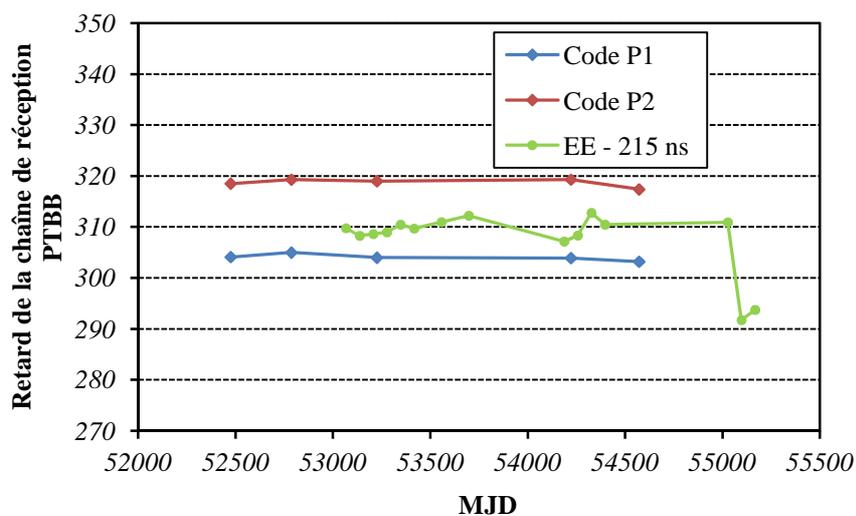


Figure 4.16 : Comparaison des étalonnages relatifs et empirique (EE) de PTBB

L'étalonnage relatif de cette chaîne de réception est constant sur la période étudiée. L'étalonnage empirique montre la même stabilité sur la période s'étalant de 2004 jusqu'au cours de l'année 2008. On constate ensuite un saut du retard de 20 ns à partir du MJD 55097.

L'étalonnage relatif de la chaîne de réception de l'Observatoire de Belgique a été réalisé entre 2001 et 2006 (MJD 52107 à MJD 53882) alors que l'étalonnage empirique porte sur une période s'étendant de 2004 à 2009 (MJD 53067 à MJD 55167). Un offset de 250 ns a été appliqué aux résultats de l'étalonnage empirique (EE).

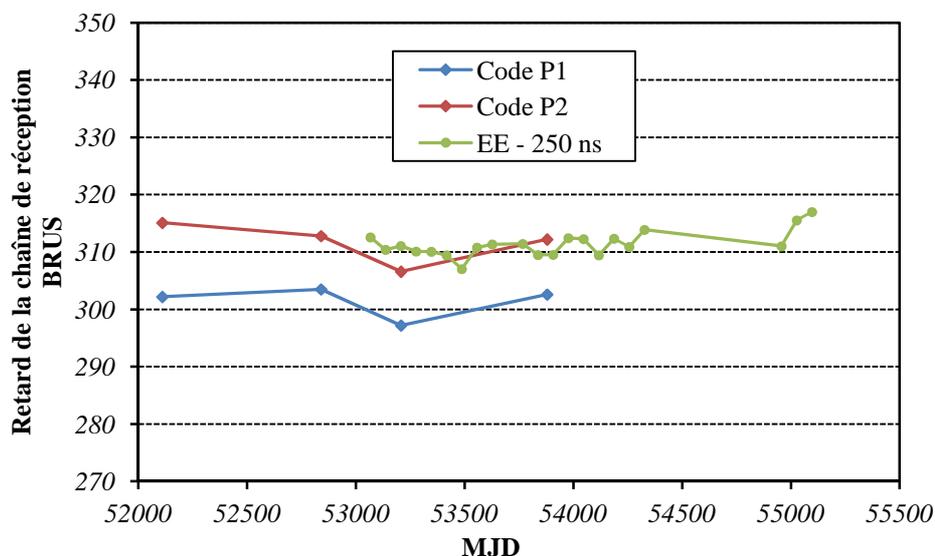


Figure 4.17 : Comparaison des étalonnages relatifs et empirique (EE) de BRUS

L'étalonnage relatif montre un saut de valeur entre le MJD 53000 et 53500 (entre l'étalonnage de 2003 et de 2004) de l'ordre de 6 ns. L'étalonnage empirique ayant été

réalisé qu'à partir de 2004, il est difficile de dire avec certitude que ce saut est également visible avec cette méthode. Toutefois, le premier point d'étalonnage est légèrement supérieur aux suivants et semblent donc confirmer cette tendance. Un saut de 4 ns est également visible avec l'étalonnage empirique en 2009 (MJD 55000) mais n'est pas confirmé par la méthode en relatif dont le dernier étalonnage date de mai 2006.

La méthode d'étalonnage empirique pourra effectivement être utilisée pour suivre la stabilité du retard des chaînes de réception. Cependant, des sauts de valeurs ne pourront être détectés qu'à partir de plusieurs jours afin de confirmer la tendance constatée et d'être certain que cela ne s'inscrit pas dans le bruit de mesure. De plus, ces biais devront excéder 3 ns, valeur équivalente à l'incertitude de mesure, pour pouvoir être détectés sans ambiguïté.

## **Conclusion**

La comparaison des méthodes d'étalonnages en absolu développé par le NRL et le CNES donne des résultats similaires pour les chaînes étalonnées alors que l'environnement et le matériel utilisé n'est pas le même. On constate tout de même un biais constant lors de l'étalonnage des récepteurs qui peut être dû à la sensibilité thermique des simulateurs utilisés.

La comparaison des étalonnages en relatif et en absolu a montré une différence de l'ordre de 3 ns pour L1 et de 1,7 ns pour L2 lors de la détermination du retard de la chaîne de réception OPM4. A ce jour, ce biais n'a pas trouvé d'explications mais cette différence pourrait être due à l'influence de la température sur l'antenne, notamment sur son système d'amplification ainsi que sur le câble d'antenne utilisé lors de l'étalonnage en relatif.

Ce chapitre a montré que la méthode d'étalonnage empirique pourra effectivement être utilisée pour suivre la stabilité des biais instrumentaux des stations. Cependant, des sauts de valeurs ne pourront être détectés que lorsqu'ils excéderont 3 ns. Il sera également nécessaire d'attendre plusieurs jours afin de confirmer la tendance constatée et de vérifier que cela ne s'inscrit pas dans le bruit de mesure.



## Chapitre 5

# Etalonnage absolu : Outil de caractérisation et application à la navigation

Au travers de la mesure du retard de chaque élément de la chaîne de réception, il est également possible de caractériser leur comportement ou leur performance.

Actuellement, la métrologie du temps est à la base des systèmes de navigation. L'étalonnage en absolu des chaînes de réception trouve donc également un intérêt grandissant dans le cadre de ces applications.

### 5.1 Câble d'antenne

Il est parfois nécessaire d'évaluer le retard des câbles d'antenne qui sont installés dans les laboratoires et qui ne sont pas nécessairement connus. Ces câbles sont généralement installés de manière définitive dans des cheminées qui permettent de conduire le signal des récepteurs situés dans les laboratoires jusqu'au toit où sont localisées les antennes. Une fois installés, il est délicat de retirer les câbles en place pour les étalonner avant de les remettre en place. Pour les étalonner, il est possible d'utiliser la méthode en transmission en ajoutant une longueur de câble connue ou la méthode en réflexion. Dans ce cas, le TPG sera mesuré sur un seul port de l'analyseur de réseau vectoriel en ayant placé un court circuit à l'une des extrémités du câble. Une comparaison des mesures en transmission ou en réflexion a été réalisée afin de déterminer la méthode la plus adaptée dans le cas de câbles installés dans les laboratoires et pouvant être difficilement retirés. Cette étude a porté sur différents types de câbles :

- Un câble LMR400 de 30 mètres avec une connectique N (*LMR400-30*)
- Un câble LMR400 de 50 mètres avec une connectique N (*LMR400-50*)
- Un câble LMR195 de 30 mètres avec une connectique BNC (*LMR195-30*)

Le Tableau 5.1 présente la mesure de TPG des câbles en transmission et en réflexion pour chaque câble. Cette mesure est la moyenne du TPG mesuré par l'ARV pour une largeur de fréquence de 20 MHz.

**Tableau 5.1 :** Mesure du TPG des câbles en transmission et en réflexion

Câbles	TPG en transmission [ns]				TPG en réflexion [ns]			
	L1	$\sigma$	L2	$\sigma$	L1	$\sigma$	L1	$\sigma$
<i>LMR400-30</i>	118,97	0,01	118,98	0,01	118,89	0,16	118,92	0,19
<i>LMR195-30</i>	128,80	0,02	128,81	0,01	126,94	9,60	128,85	5,23
<i>LMR400-50</i>	251,73	0,02	251,76	0,04	Impossible			

Le câble LMR400 de 30 mètres (*LMR400-30*) peut être étalonné par des mesures en réflexion et en transmission. Toutefois, l'écart type est de 15 à 20 fois supérieures lors de la mesure en réflexion. La mesure en réflexion devient très bruitée avec le câble LMR195 de 30 mètres (*LMR195-30*) et est impossible avec le câble LMR400 de 50 mètres (*LMR400-50*). Ce phénomène est certainement lié à l'augmentation du Taux d'Ondes Stationnaires (TOS). Ce paramètre caractérise la superposition de l'onde incidente et de l'onde réfléchie dans une ligne de transmission qui va produire une onde résultante dont l'amplitude va varier le long du câble. Il traduit la qualité de la ligne de transmission. En effet, si la ligne est adaptée, il n'y a pas d'onde réfléchie, alors que, si elle est fermée en court circuit ou ouverte en terminaison, il y aura formation d'une onde stationnaire dans le câble. Dans le cas des câbles *LMR400-50* et *LMR195-30*, la création d'ondes stationnaires devient trop importante pour pouvoir utiliser la technique en réflexion. La seule solution pour mesurer les câbles installés dans les laboratoires reste alors la mesure en transmission en ajoutant une longueur de câble.

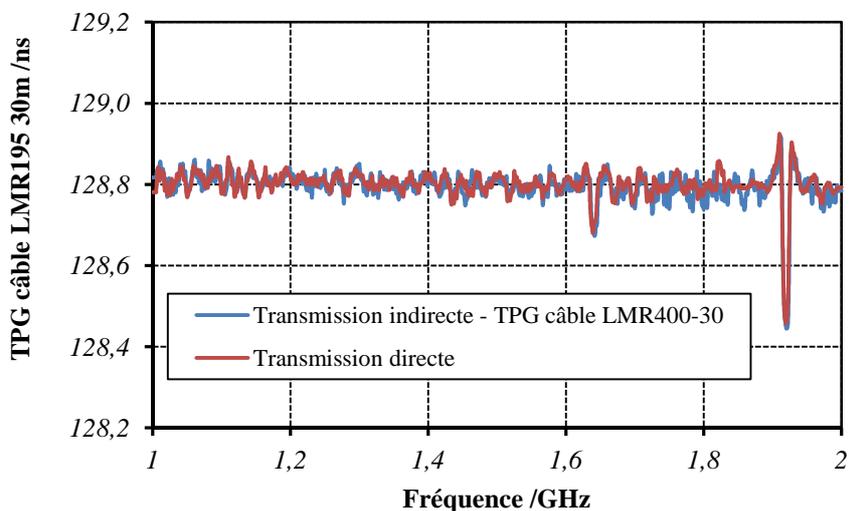
Le Tableau 5.2 présente la différence des résultats lors de la mesure en transmission directe et en ajoutant une longueur supplémentaire de 30 mètres (*LMR400-30*) aux câbles LMR195 de 30 mètres (*LMR195-30*) et LMR400 de 50 mètres (*LMR400-50*).

**Tableau 5.2 :** Comparaison des mesures en transmission directe ou avec une longueur supplémentaire

Câbles	TPG en transmission directe [ns]				TPG en transmission avec une longueur supplémentaire [ns]			
	L1	$\sigma$	L2	$\sigma$	L1	$\sigma$	L1	$\sigma$
<i>LMR195-30</i>	128,80	0,02	128,81	0,01	128,80	0,02	128,80	0,02
<i>LMR400-50</i>	251,73	0,02	251,76	0,04	251,62	0,03	251,65	0,03

Cette méthode permet de déterminer le TPG avec une bonne exactitude sans avoir à désinstaller l'équipement à étalonner. Les mesures en transmission directe et en ajoutant une longueur de câble supplémentaire sont du même ordre de grandeur pour la mesure du retard de chacun des câbles. Cependant, les mesures sont légèrement plus bruitées lors de la mesure en transmission où la longueur de câble a été augmentée comme le

montre la Figure 5.1. Ce graphique présente le TPG du câble LMR195 de 30 mètres (*LMR195-30*) lors d'une mesure en transmission directe et avec l'ajout d'une longueur de câble supplémentaire.



**Figure 5.1 :** TPG du câble LMR400 de 30 m (*LMR195-30*)

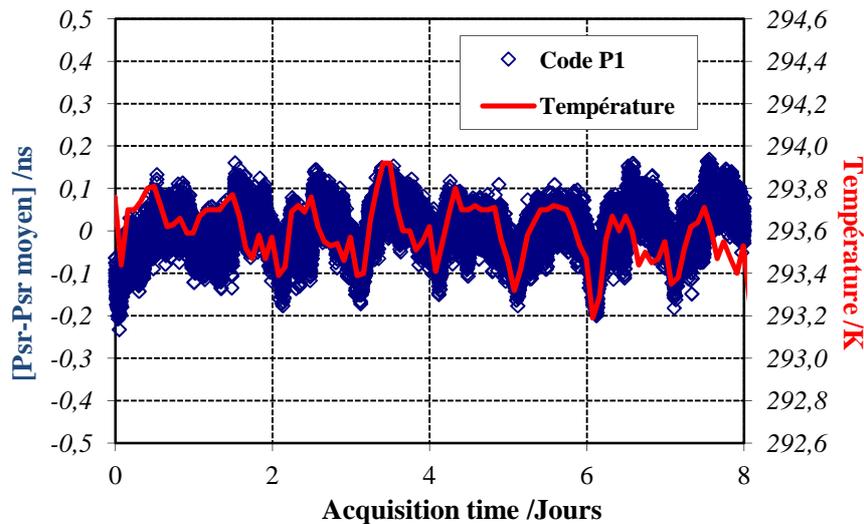
La mesure d'un câble avec un ARV permet également de caractériser les performances de ce lien. Par exemple, il est possible de constater à partir de la Figure 5.1 que le câble LMR195 de 30 mètres a dû subir des détériorations qui faussent la propagation du signal autour de 1,64 GHz et de 1,9 GHz.

Certains types de câble de moins de 30 mètres montreront un TOS suffisamment faible pour permettre leur étalonnage avec la méthode en réflexion. En règle générale, il sera nécessaire de faire une mesure en transmission en ajoutant une longueur de câble dont le TPG est connu.

## 5.2 Récepteurs

La méthode d'étalonnage en absolu permet de caractériser le comportement des récepteurs en fonction des variations de l'environnement dans lequel ils se trouvent mais également de définir leurs performances.

Les mesures de différences de pseudo-distances permettant de déterminer le retard interne des récepteurs montrent une forte sensibilité aux fluctuations de l'environnement dans lequel sont situés les équipements. La Figure 5.2 présente la variation des pseudo-distances acquises par un récepteur Septentrio PolaRx2 (*PolaR<sub>HT</sub>*).



**Figure 5.2 :** Pseudo-distances du code P1 acquises avec un récepteur SeptentrioPolarRx2

La différence de pseudo-distances est corrélée aux variations de la température de la pièce dans lequel se déroulent les acquisitions. La sensibilité thermique constatée est de l'ordre de  $0,4 \text{ ns.K}^{-1}$  [97]. Ces fluctuations sont essentiellement dues au simulateur qui a montré une sensibilité thermique de  $0,32 \text{ ns.K}^{-1}$  (Cf. section 3.3.3). Une étude a été menée afin d'évaluer également la sensibilité environnement de chaque récepteur. Comme pour l'étude portant sur la sensibilité thermique et hygrométrique du générateur de signaux, le simulateur Spirent STR4760 et un récepteur ont été placés dans deux étuves permettant de contrôler et de mesurer indépendamment l'influence des variations du milieu auquel ils étaient soumis.

### 5.2.1 Caractérisation thermique

Pour cette étude, une rampe de température est appliquée à l'environnement auquel est soumis le récepteur alors que celui du simulateur reste stable. Cette étude a été menée sur un récepteur Septentrio PolarRx2 et un récepteur Ashtech Z-12T.

#### ○ Septentrio PolarRx2

Les spécifications données par le constructeur indiquent que les températures d'opération de ce type de récepteurs sont comprises entre 243 K et 353 K [-30°C ; +70°C]. Il a été décidé d'étudier tous les récepteurs dans une même gamme de température allant de 273 K à 313 K [+0°C ; +40°C].

#### Réglage des paramètres :

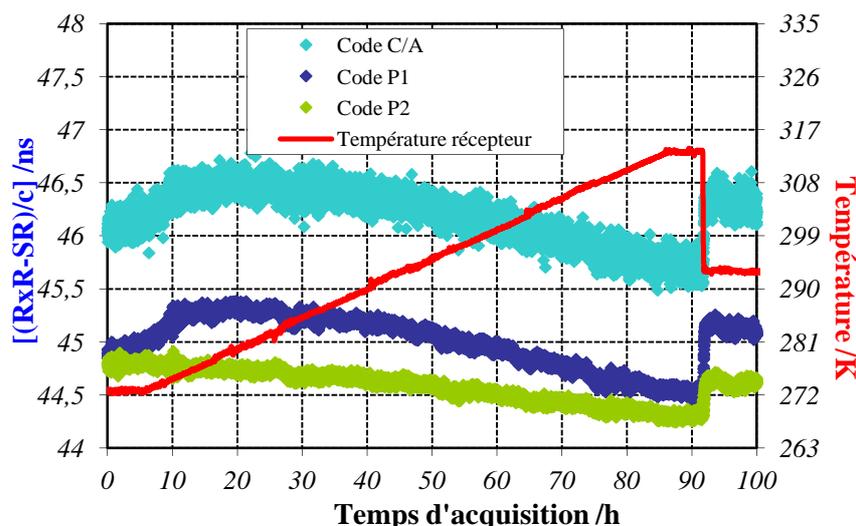
- Etuve simulateur :

- Température : 293 K
- Humidité : 30 %

- Etuve récepteur :

- Température : Plage de température : 273-313 K [0°C ; +40°C]  
Variation appliquée : Rampe de 0,5 K.h<sup>-1</sup>
- Humidité : 30 %

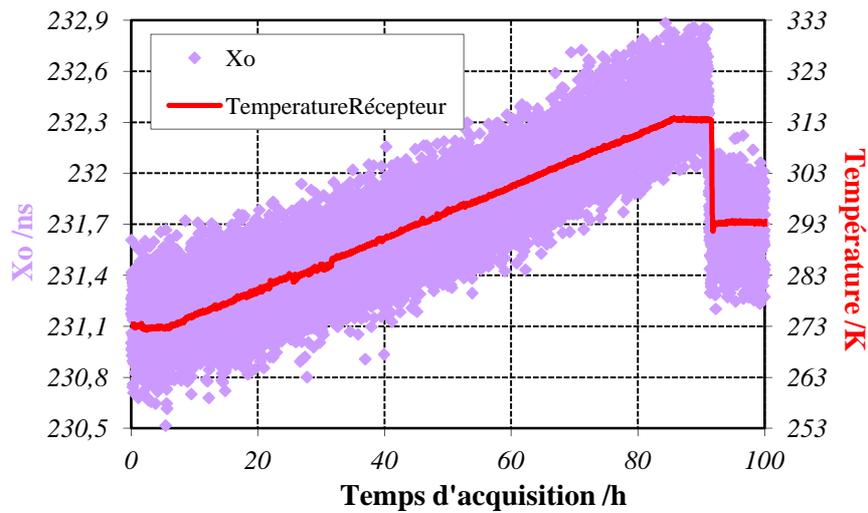
La Figure 5.3 présente les variations des différences de pseudo-distances pour chaque code acquis par un récepteur Septentrio PolaRx2 ainsi que la température à la surface de celui-ci en fonction du temps d'acquisition.



**Figure 5.3 :** Evolution de la différence de pseudo-distances acquises avec un récepteur Septentrio et de la température en fonction du temps d'acquisition

On constate sur ce graphique que les pseudo-distances du code C/A et code P1 sont tout d'abord croissantes en fonction de la variation de température de 273 K à 278 K [0°C ; +8°C]. Elles sont ensuite inversement proportionnelles à la variation de température. Les pseudo-distances du code P2 sont décroissantes tout au long de la variation de température mais ne sont pas proportionnelles à l'évolution du code P1.

La Figure 5.4 expose l'évolution de la différence entre le signal 1 PPS externe et la référence interne ainsi que la température à la surface du récepteur (Xo) en fonction du temps d'acquisition.



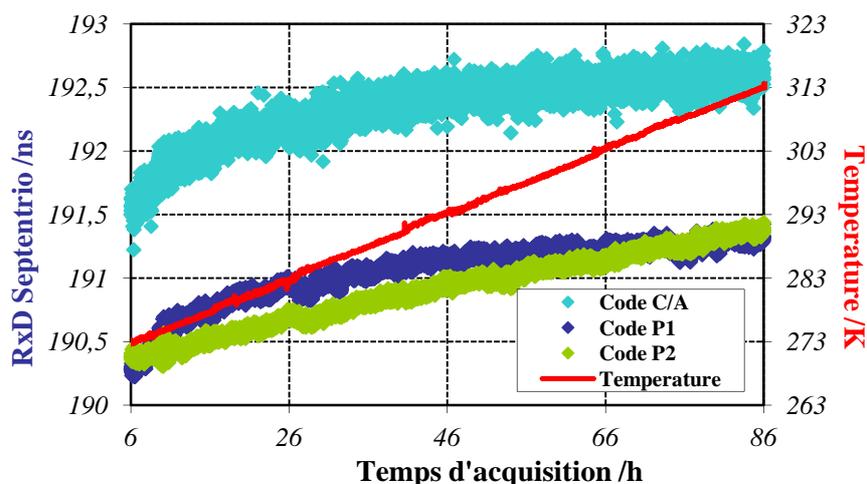
**Figure 5.4 :** Evolution de  $X_o$  et de la température en fonction du temps d'acquisition

Le seuil de déclenchement de l'intervallomètre pendant cette mesure est fixé à 1V. On voit sur cette figure que  $X_o$  est fortement corrélé avec la température à laquelle est soumis le récepteur. Cette mesure permet de définir la relation linéaire entre  $X_o$  et la température :

$$X_o = 0,031.T + X_{o_0} \quad (5.1)$$

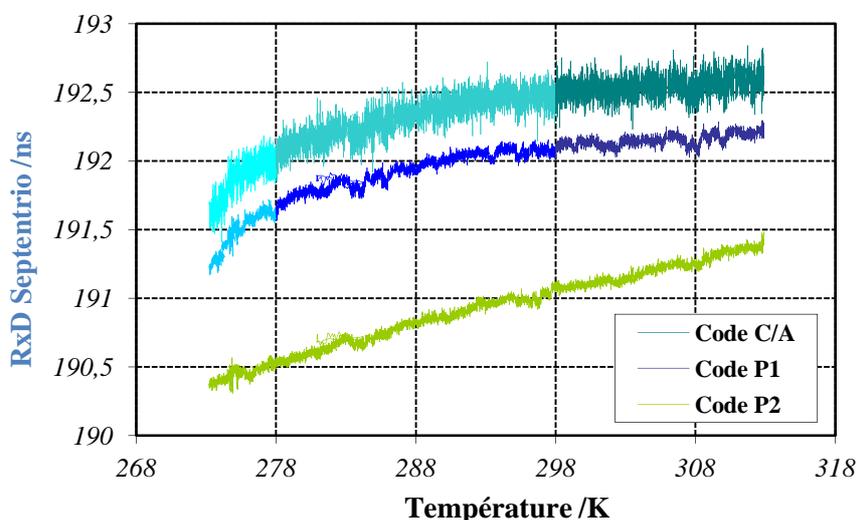
- $X_o$ : Retard entre le signal 1 PPS fourni extérieurement et le retard interne du simulateur [ns]
- $T$ : Température [K]
- $\alpha$  : Sensibilité de l'équipement à la température [ $\text{ns.K}^{-1}$ ]
- $X_{o_0}$  : Paramètre  $X_o$  en inerte [ns]

La Figure 5.5 présente l'évolution du retard interne du récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) pour chaque code ainsi que celle de la température à la surface de celui-ci en fonction du temps d'acquisition :



**Figure 5.5 :** Evolution du retard interne du récepteur Septentrio et de la température en fonction du temps d'acquisition

On constate sur cette figure que le retard du récepteur pour le code C/A et code P1 croît avec la température mais avec des changements de pentes. En effet, le récepteur est plus sensible à la température entre 273 K et 298 K [0°C ; 25°C] qu'entre 298 K et 313 K [+25°C ; +40°C]. Les pseudo-distances du code P2 sont croissantes tout au long de la variation de température mais ne sont pas proportionnelles à l'évolution du code P1 (Figure 5.6).



**Figure 5.6 :** Evolution du retard interne du récepteur Septentrio en fonction de la température

Ces acquisitions permettent donc de déterminer la relation entre les variations du retard interne du récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) pour chaque code en fonction de la température :

$$RxD = RxD_0 + \alpha T \quad (5.2)$$

- **RxD**: Retard électrique du récepteur [ns]
- **T**: Température [K]
- **$\alpha$**  : Sensibilité de l'équipement à la température [ns.K<sup>-1</sup>]
- **RxD<sub>0</sub>** : Paramètre du retard électrique du récepteur en inerte [ns]

Pour le code C/A:	$\alpha_{C/A} = 0,09 \text{ ns.K}^{-1}$	de 273-278 K [0°C ; +5°C]
	$\alpha_{C/A} = 0,02 \text{ ns.K}^{-1}$	de 278-298 K [+5°C ; +25°C]
	$\alpha_{C/A} = 0,01 \text{ ns.K}^{-1}$	de 298-313 K [+25°C ; +40°C]
Pour le code P1:	$\alpha_{P1} = 0,09 \text{ ns.K}^{-1}$	de 273-278 K [0°C ; +5°C]
	$\alpha_{P1} = 0,02 \text{ ns.K}^{-1}$	de 278-298 K [+5°C ; +25°C]
	$\alpha_{P1} = 0,01 \text{ ns.K}^{-1}$	de 298-313 K [+25°C ; +40°C]
Pour le code P2:	$\alpha_{P2} = 0,02 \text{ ns.K}^{-1}$	de 273-313 K [0°C ; +40°C]

Pour la fréquence L1, les variations du retard interne du récepteur sont les mêmes pour le code C/A et le code P. Il y a une influence de la température de 273 à 278 K [0°C ; +5°C] puis celle-ci est ensuite relativement faible. Pour la fréquence L2, la sensibilité thermique du récepteur est faible sur toute la gamme de température étudiée.

L'incertitude sur la mesure du retard du récepteur Septentrio (*PolaR<sub>HT</sub>*) est en moyenne de 0,62 ns alors que l'incertitude sur la mesure de température réalisée par la sonde est de 0,07 K (k=1)<sup>13</sup>. L'incertitude du retard interne du récepteur est assez élevée à cause de l'environnement auquel est soumis l'intervallomètre qui permet de réaliser les acquisitions de Xo.

La sensibilité thermique du récepteur est régie par l'équation :

$$ST = \frac{\Delta RxD}{\Delta T} \tag{5.3}$$

D'après la loi de propagation des incertitudes, l'incertitude de la sensibilité thermique du récepteur Septentrio PolaRx2 (*PolaR<sub>HT</sub>*) est régie par l'expression suivante [113]:

$$u(ST_{PolaRHT}) = \sqrt{u_1^2(RxD) + u_2^2(T)} = \mathbf{0,016 \text{ ns.K}^{-1} \text{ (k=1)}} \tag{5.4}$$

- **u(ST<sub>PolaRHT</sub>)** : Incertitude combinée de la sensibilité thermique du récepteur [ns.K<sup>-1</sup>]
- **u<sub>1</sub><sup>2</sup>(RxD)** : Variance combinée de la mesure du retard du récepteur [(ns.K<sup>-1</sup>)<sup>2</sup>]
- **u<sub>2</sub><sup>2</sup>(T)** : Variance combinée de la mesure de température [(ns.K<sup>-1</sup>)<sup>2</sup>]

La mesure de la sensibilité thermique de ce récepteur Septentrio (*PolaR<sub>HT</sub>*) présente en moyenne une incertitude de 0,02 ns.K<sup>-1</sup> (k=1) qui est équivalente à la mesure elle-même pour le code C/A et P1 dans une plage de température de [5°C ; +40°C] et pour P2 dans l'ensemble de la plage étudiée.

<sup>13</sup> Données constructeur

○ **Ashtech Z12-T**

Les spécifications données par le constructeur indiquent que les températures d'opération de ce type de récepteurs sont comprises entre 253 K et 328 K [-20°C ; +55°C]. La sensibilité thermique du récepteur sera étudiée dans une gamme allant de 273 K à 313 K [0°C ; +40°C] comme pour le récepteur Septentrio.

Réglage des paramètres :

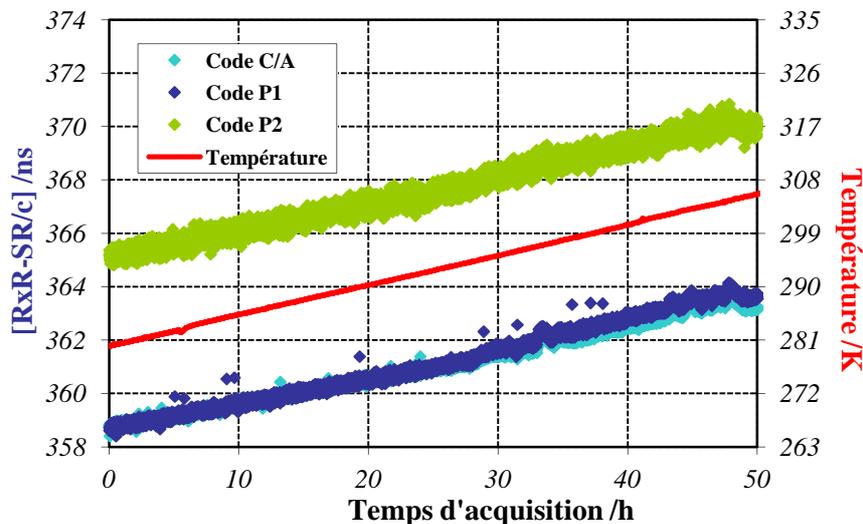
- Etuve simulateur :

- Température : 293 K [20°C]
- Humidité : 30 %

- Etuve récepteur :

- Température : Plage de température : 273-313 K [0°C ; +40°C]  
Variation appliquée : Rampe de à 0,5 K.h<sup>-1</sup>
- Humidité : 30 %

La Figure 5.7 présente les variations des pseudo-distances acquises par le récepteur Ashtech ( $Z12_{HT}$ ) ainsi que la température à la surface de celui-ci en fonction du temps d'acquisition.



**Figure 5.7 :** Evolution de la différence des pseudo-distances et de la température en fonction du temps d'acquisition

On constate sur cette figure que l'évolution des différences de pseudo-distances est corrélée avec la température de l'enceinte dans laquelle est placé le récepteur.

La variation du TtP en fonction de la température a également été évaluée dans une plage de 273 à 313 K [0°C ; +40°C]. Le délai entre le 1 PPS externe et la référence interne du récepteur est complètement indépendante de la température. Le résultat

d'étalonnage du récepteur Ashtech en fonction de la température sera donc directement proportionnel à la différence des pseudo-distances.

La Figure 5.8 présente l'évolution du retard interne du récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ) et de la température à la surface de celui-ci en fonction du temps d'acquisition :

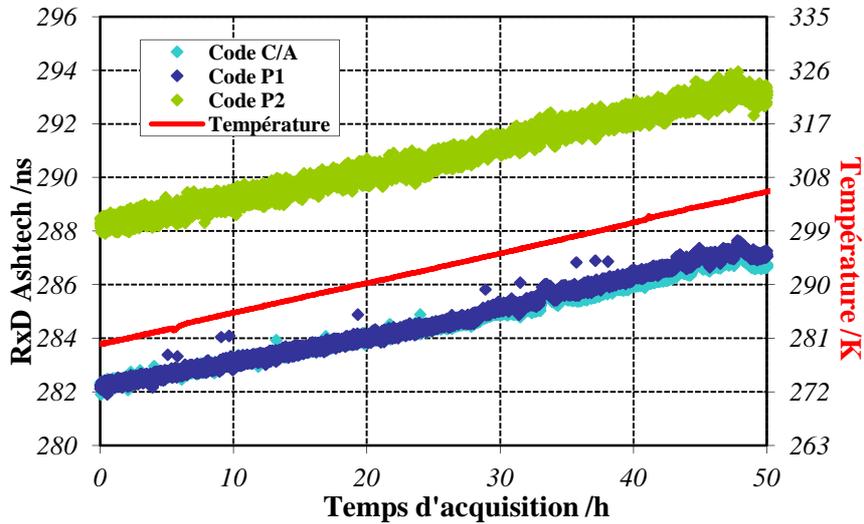


Figure 5.8 : Evolution du retard interne d'un récepteur Ashtech et de la température en fonction du temps d'acquisition

Ces acquisitions permettent de caractériser la relation entre les variations du retard interne du récepteur Ashtech ( $Z12_{HT}$ ) en fonction de la température pour chaque code (Figure 5.9).

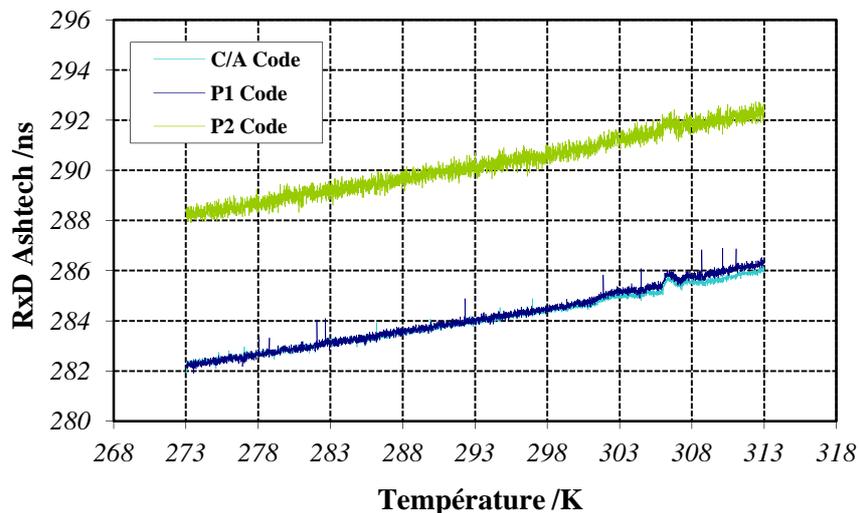


Figure 5.9 : Evolution du retard interne du récepteur Ashtech en fonction de la température

Il est donc possible de déterminer la sensibilité thermique du récepteur :

Pour le code C/A:  $\alpha_{C/A} = 0,09 \text{ ns.K}^{-1}$

Pour le code P1:  $\alpha_{P1} = 0,11 \text{ ns.K}^{-1}$

Pour le code P2:  $\alpha_{P2} = 0,11 \text{ ns.K}^{-1}$

Tous les codes acquis par le récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ) ont une dépendance à la température qui est linéaire et du même ordre de grandeur.

La sensibilité thermique de ce type de récepteur est régie par l'équation (5.3). L'incertitude de mesure sur l'étalonnage du récepteur est en moyenne de 0,62 ns ( $k=1$ ) (Cf. section 4.3.1). L'incertitude sur la mesure de température est de 0,07 K ( $k=1$ ).

D'après la loi de propagation des incertitudes [113], l'incertitude de la sensibilité thermique du récepteur Ashtech est régie par l'équation suivante :

$$u(ST_{Z12HT}) = \sqrt{u_1^2(RxD) + u_2^2(T)} = \mathbf{0,012 \text{ ns.K}^{-1} (k=1)} \quad (5.5)$$

- $u^2(ST_{Z12HT})$  : Variance combinée de la sensibilité thermique du récepteur Ashtech [ $\text{ns.K}^{-1}$ ]
- $u_1^2(RxD)$  : Variance combinée de la mesure du retard du récepteur [ $\text{ns}^2.\text{K}^{-2}$ ]
- $u_2^2(T)$  : Variance combinée de la mesure de température [ $\text{ns}^2.\text{K}^{-2}$ ]

La mesure de la sensibilité thermique du récepteur Ashtech ( $Z12_{HT}$ ) présente en moyenne une incertitude de  $0,012 \text{ ns.K}^{-1}$  ( $k=1$ ).

A température ambiante, le récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ) est plus sensible à la température que le récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ). En effet, la dépendance thermique de ce type de récepteur est quasi négligeable dans une gamme de 278 à 313 K.

## 5.2.2 Caractérisation hygrométrique

Une étude a également été menée afin de déterminer l'influence de l'hygrométrie sur le comportement des récepteurs Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) et Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ). Les spécifications fournies par les constructeurs indiquent que le taux d'humidité acceptable pour le récepteur Septentrio PolaRx2 est de 5% à 95% [66] alors qu'il peut être de 100% pour le récepteur Ashtech Z12-T [65]. La sensibilité hygrométrique des récepteurs a donc été étudiée pour une gamme de 20 à 70 %. Contrairement à l'étude thermique, ce ne sera pas une rampe qui sera appliquée mais un saut de l'humidité ambiante de 50% allant de 20 à 70 %.

### Réglage des paramètres :

- Etuve récepteur :

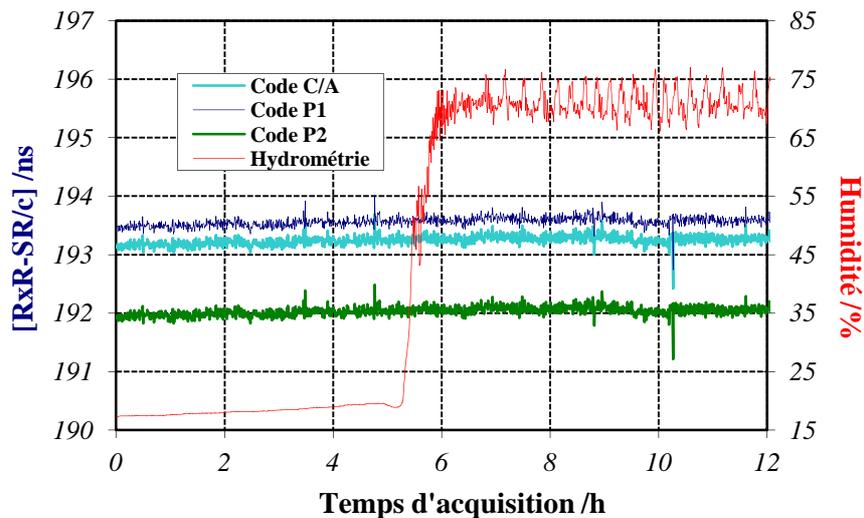
- Température : 293 K
- Humidité : Gamme d'hygrométrie : [20% ; 70 %]

Variation appliquée : Saut de +50 % en 1 h

- Etuve simulateur :
  - Température : 293 K
  - Humidité : 30 %

- **Septentrio PolaRx2**

La Figure 5.10 présente la différence des pseudo-distances acquises par le récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) et le taux d'humidité dans l'air en fonction du temps d'acquisition.

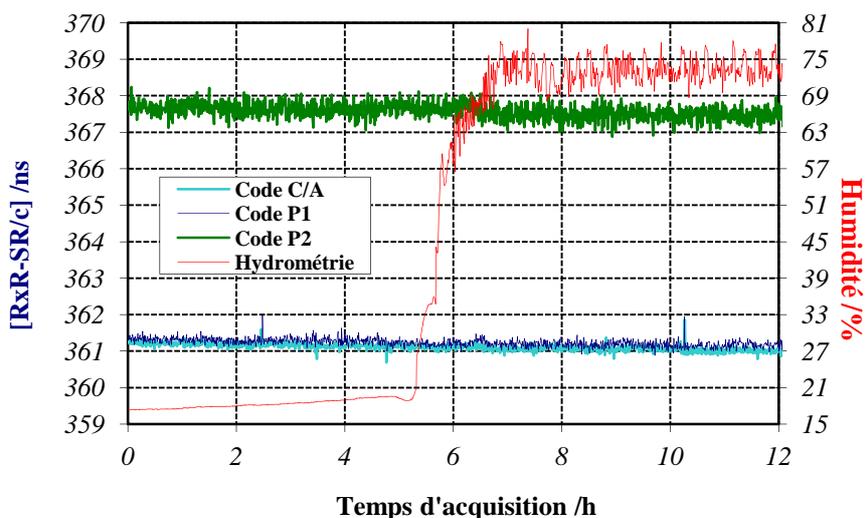


**Figure 5.10** : Evolution de la différence des pseudo-distances acquises par un récepteur Septentrio et du taux d'humidité en fonction du temps d'acquisition

Le récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) ne montre pas de sensibilité à la variation du taux d'humidité supérieure au bruit de mesure de la différence des pseudo-distances. Il est donc possible de considérer que ce type de récepteurs ne réagit pas aux variations du taux d'humidité de l'environnement dans lequel il se trouve.

- **Ashtech Z12-T**

La Figure 5.11 présente la différence des pseudo-distances acquises par le récepteur Ashtech ( $Z12_{HT}$ ) et le taux d'humidité dans l'air en fonction du temps d'acquisition.



**Figure 5.11 :** Evolution de la différence des pseudo-distances acquises par un récepteur Ashtech et de l'hygrométrie en fonction du temps d'acquisition

Comme pour le récepteur Septentrio PolaRx2, le récepteur Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}$ ) ne montre pas de sensibilité aux variations du taux d'humidité dans l'air supérieur au bruit de mesure. Il est donc possible de considérer qu'il est insensible aux variations hygrométriques.

Les fluctuations des pseudo-distances dues aux variations des paramètres environnementaux sont prises en compte dans le bilan d'incertitudes de l'étalonnage des récepteurs en calculant l'écart type sur l'ensemble des données de différences de pseudo-distances.

### 5.2.3 Caractérisation temporelle

Les étalonnages réalisés avec la méthode différentielle sur une même chaîne de réception montrent des différences de plusieurs nanosecondes sur une période de plusieurs années [127]. Il est donc important d'étudier la stabilité long-terme des résultats d'étalonnage des récepteurs déterminé avec la méthode en absolu. La Figure 5.12 résume les étalonnages d'un récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) réalisés entre mars 2008 et avril 2011. Le point de mesure de décembre 2010 correspond à l'étalonnage fait au NRL.

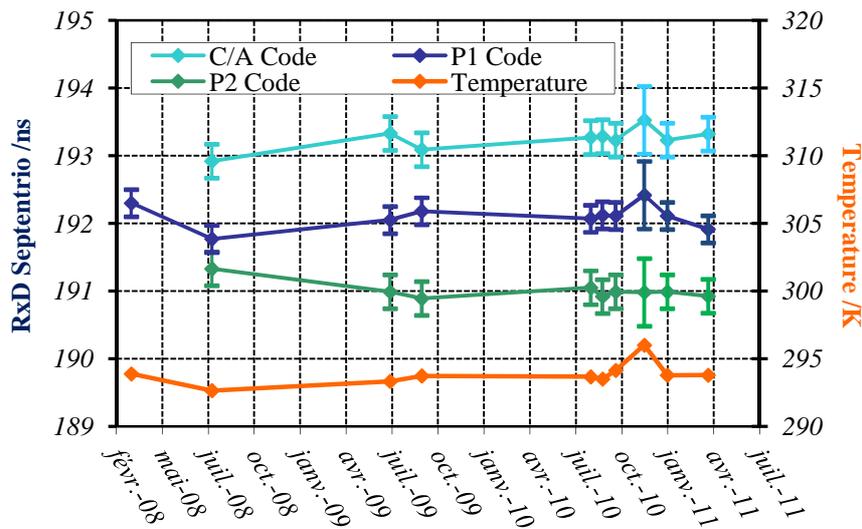


Figure 5.12 : Etalonnages du récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) en fonction du temps pour une durée de trois ans

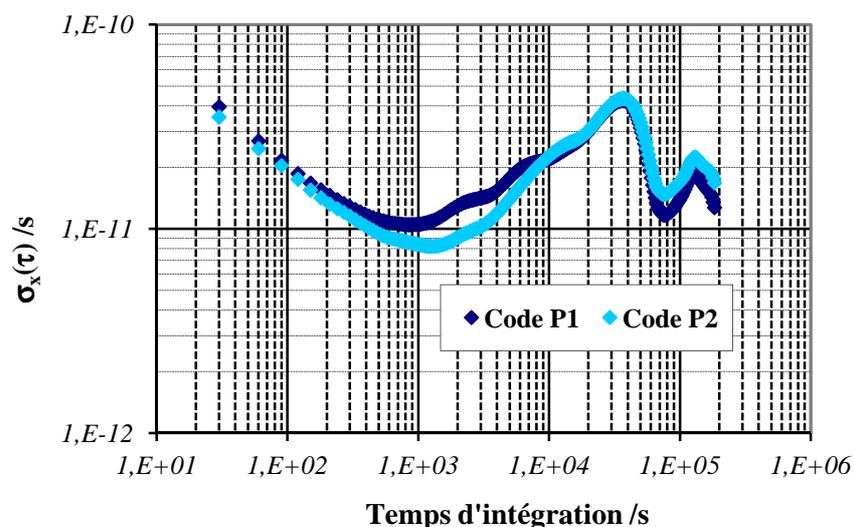
L'incertitude pour les mesures CNES sont en moyenne de 0,5 ns ( $k=1$ ) alors que celles du point NRL est d'1 ns ( $k=1$ ). Le délai interne du récepteur Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}$ ) est en moyenne de :

- Pour le code C/A :  $193,21 \pm 0,5$  ns
- Pour le code P1 :  $192,04 \pm 0,5$  ns
- Pour le code P2 :  $191,01 \pm 0,5$  ns

L'écart type des étalonnages CNES est de 0,15 ns et la dispersion maximale des mesures est de 0,45 ns, ce qui reste équivalent à l'incertitude de mesure. Pour comprendre ces variations, les résultats ont été comparés avec la température de la pièce où ont été réalisées les acquisitions. Les variations du délai interne du récepteur semblent corrélées avec les fluctuations de la température ambiante. En effet, les résultats du code C/A et du code P1 suivent l'évolution de la température quand ceux du code P2 ne semblent pas vraiment impactés par la fluctuation thermique. Cette observation confirme la différence observée entre les étalonnages CNES et NRL qui ont été réalisées dans des conditions thermiques différentes. Cette expérience montre que le retard interne du récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) est resté constant pour la période de 3 ans étudiée.

## 5.2.4 Evaluation des performances

Les performances des récepteurs, c'est-à-dire la stabilité à court (30s) et long-terme (1 jour), peuvent être définies par la variance d'Allan temporelle des mesures de pseudo-distances (Cf. Annexe B). La Figure 5.13 illustre la stabilité de la différence des pseudo-distances acquises par un récepteur Septentrio ( $PolaR_{HT}$ ) pendant six jours pour le Code P1 et le code P2.

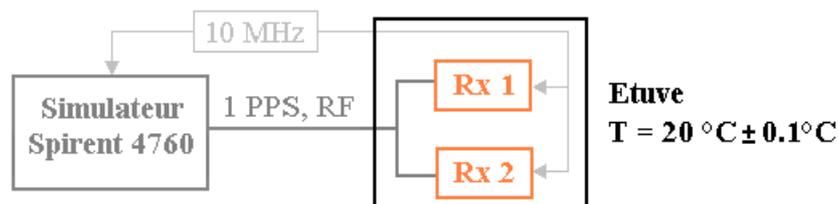


**Figure 5.13** : Ecart type d'Allan temporel des codes P1 et P2 du récepteur Septentrio

Un terme périodique dû à la sensibilité thermique du simulateur (Cf. section 3.3.3) dégrade l'écart type temporel et rend impossible l'évaluation moyen-terme des récepteurs.

Afin de limiter ce problème, une technique de corrélation a été mise en œuvre ; deux récepteurs similaires acquièrent simultanément le signal du simulateur (Figure 5.14) afin que la différence des acquisitions des deux récepteurs annule les fluctuations dues à la sensibilité thermique du simulateur. Le simulateur est placé dans une pièce régulée à  $293\text{ K} \pm 1\text{ K}$  [ $20^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ ] alors que les deux récepteurs sont placés dans une étuve où la température est de  $293\text{ K} \pm 0,1\text{ K}$  [ $20^\circ\text{C} \pm 0,1^\circ\text{C}$ ].

Dans cette configuration, l'influence de la sensibilité thermique des récepteurs est réduite et devient ainsi négligeable.

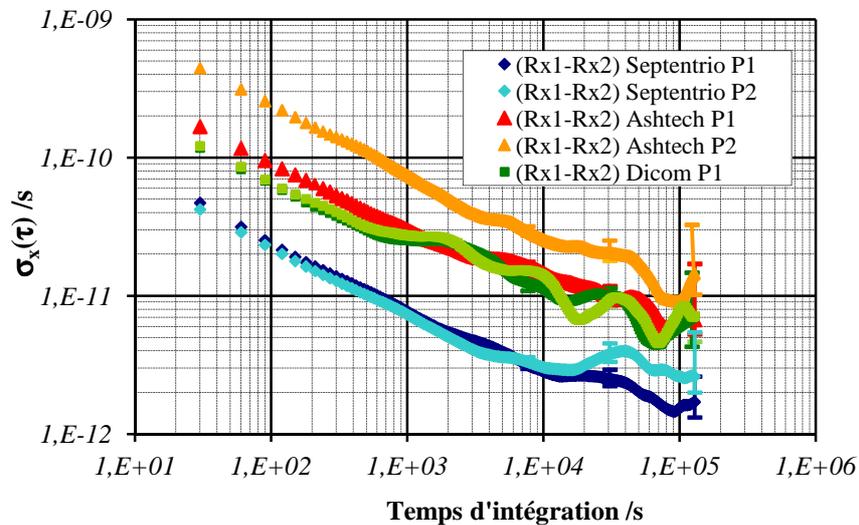


**Figure 5.14** : Schéma de la technique de corrélation de la mesure de deux récepteurs en réception artificielle

Une paire de trois type de récepteurs : Ashtech Z12-T ( $Z12_{HT}/OPM4$ ), Septentrio PolaRx2 ( $PolaR_{HT}/PolaR_{Phar}$ ) et Dicom GTR50 ( $GTR_{OCA}/GTR_{PTB}$ ) ont été placés dans cette configuration afin d'évaluer leurs performances.

La différence des acquisitions des deux récepteurs du même fabricant permet donc d'évaluer la stabilité de chaque type d'équipement. La Figure 5.15 illustre l'écart type d'Allan temporel de la différence de codes P1 et P2 de chaque type de récepteurs pour

une durée d'acquisition de 6 jours. La puissance d'entrée est de -110 dBm pour chaque récepteur.



**Figure 5.15 :** Ecart type d'Allan temporel des différences des codes P de chaque type de récepteur

La stabilité évaluée pour chaque modèle de récepteur ( $\sigma_M$ ) est la somme quadratique de la stabilité de chacun des deux appareils utilisés lors de l'acquisition ( $\sigma_1$  et  $\sigma_2$ ). Ainsi dans le cas de deux équipements similaires et de même version (récepteurs Ashtech), la stabilité des deux récepteurs est équivalente et il est alors possible de considérer que  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_M / \sqrt{2}$ . Dans le cas de récepteurs de versions différentes (récepteurs Dicom et Septentrio), la stabilité des deux récepteurs n'est pas équivalente et la stabilité totale est alors imposée par le plus mauvais des appareils.

Les récepteurs Dicom subissent un phénomène périodique. En effet, l'encombrement de ces équipements ne permet pas la fermeture hermétique de l'étuve. De plus, leur configuration matérielle (PC+Rx) génère beaucoup plus de chaleur que des récepteurs classiques. Dans ces conditions, l'étuve rencontre des difficultés à réguler la température avec précision, ce qui a une répercussion directe sur les variations de pseudo-distances.

Le Tableau 5.3 résume les stabilités court-terme (30 s) et long-terme (1 jour) des récepteurs ainsi que l'incertitude qui leur est associée.

Tableau 5.3 : Stabilité temporelle des récepteurs

Récepteur	Stabilité court-terme 30s [ps]				Stabilité long-terme 1 jour [ps]			
	L1	$\sigma$	L2	$\sigma$	L1	$\sigma$	L2	$\sigma$
<i>Ashtech Z12-T</i>	168,30	2,50	445,70	6,70	6,09	11,74	9,30	22,52
<i>Septentrio PolaRx2</i>	47,16	0,59	42,26	0,59	1,48	1,29	2,79	3,45
<i>Dicom GTR50</i>	118,30	1,80	121,80	1,80	5,42	32,39	6,08	30,83

Les récepteurs Septentrio ont la meilleure stabilité temporelle : entre 40 ps et 50 ps à court terme et inférieure à 3 ps à moyen terme. Les stabilités court-terme des codes P1 et P2 des récepteurs Dicom et Septentrio sont très proches contrairement aux récepteurs Ashtech où la différence est d'environ 300 ps. L'incertitude sur les acquisitions faites avec le récepteur Septentrio est faible car elle reste inférieure à 1 ps à 30 s et inférieure à 3,5 ps à un jour. Les incertitudes sur les acquisitions réalisées avec les récepteurs Dicom et Ashtech sont inférieures à 10 ps à 30 s alors qu'elles sont de l'ordre de 30 ps à un jour pour la fréquence L2.

### 5.3 Antennes

L'étalonnage des antennes consiste à déterminer son TPG pour la fréquence GNSS utilisée au travers d'une mesure réalisée avec un analyseur de réseau vectoriel. Cet équipement permet de définir le temps de propagation de groupe pour une bande de fréquence déterminée par l'utilisateur.

La visualisation de cette mesure permet d'estimer la qualité de la fonction de filtrage des antennes mais également la largeur de la bande passante utile (Figure 5.16 et Figure 5.17). La Figure 5.16 montre l'exemple d'une antenne Ashtech qui a une largeur de bande de 0,1 GHz alors que l'antenne Leica qui permet d'acquérir des signaux de plusieurs constellations à une largeur de bande plus large de 0,15 GHz (Figure 5.17). La largeur du signal GPS est représentée en pointillé sur les deux figures. L'antenne Leica ayant une bande de fréquence utile plus large, le TPG reste relativement constant autour des fréquences GPS. Le TPG de l'antenne Ashtech montre, lui, une variation d'environ 4 ns qui aura tendance à déformer le signal GPS lors de son acquisition. L'influence de cette déformation sur l'acquisition du signal par le récepteur ou le bruit que cela peut engendrer n'a jamais été étudiée.

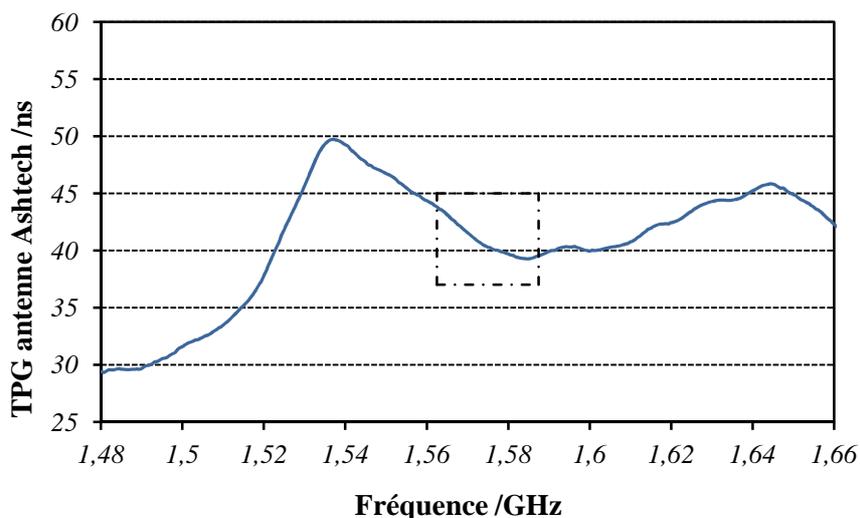


Figure 5.16 : TPG d'une antenne Ashtech pour la fréquence GPS L1

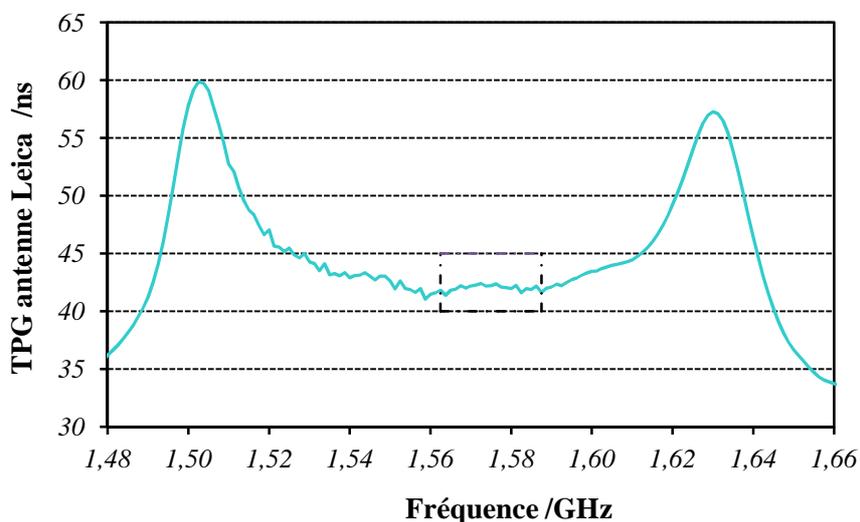


Figure 5.17 : TPG d'une antenne Leica pour la fréquence GPS L1

Avec cette mesure relativement simple à mettre en place, il a été possible de déterminer que le fabricant d'antennes Novatel 702 a fait évoluer la fonction de filtrage de ce type d'équipement afin d'élargir la bande passante mais également d'améliorer la linéarité du TPG (Cf. section 4.4.3).

## 5.4 Application à la navigation

L'étalonnage des chaînes de réception GNSS peut aussi être utile pour la navigation lors de la définition des références de temps physiques des constellations. Par exemple, dans le cadre du projet Galileo, système de navigation par satellites européen, les deux systèmes en charge de générer l'échelle de temps physique Galileo (Galileo System Time (Master Clock)), appelés PTF (Precise Timing Facility), comportent des chaînes

de réception GPS qui nécessitent d'être étalonnées [128]. Ces deux entités font partie du segment sol et se situent pour l'une en Italie à Fucino et pour l'autre en Allemagne à Pforzheim. Leurs missions principales sont de générer une échelle de temps métrologique et une échelle de temps de navigation.

### 5.4.1 Principe des PTF

Les PTF (Precise Time Facility) Galileo utilisent des chaînes de réception GPS afin de rattacher le temps de référence Galileo sol ( $GST(MC)$ ) à UTC(k) et à plus long terme pour définir le biais entre les signaux Galileo et GPS ( $GGTO$ ). Leurs fonctions principales sont la génération de GST et le transfert de temps comme le présente la Figure 5.18.

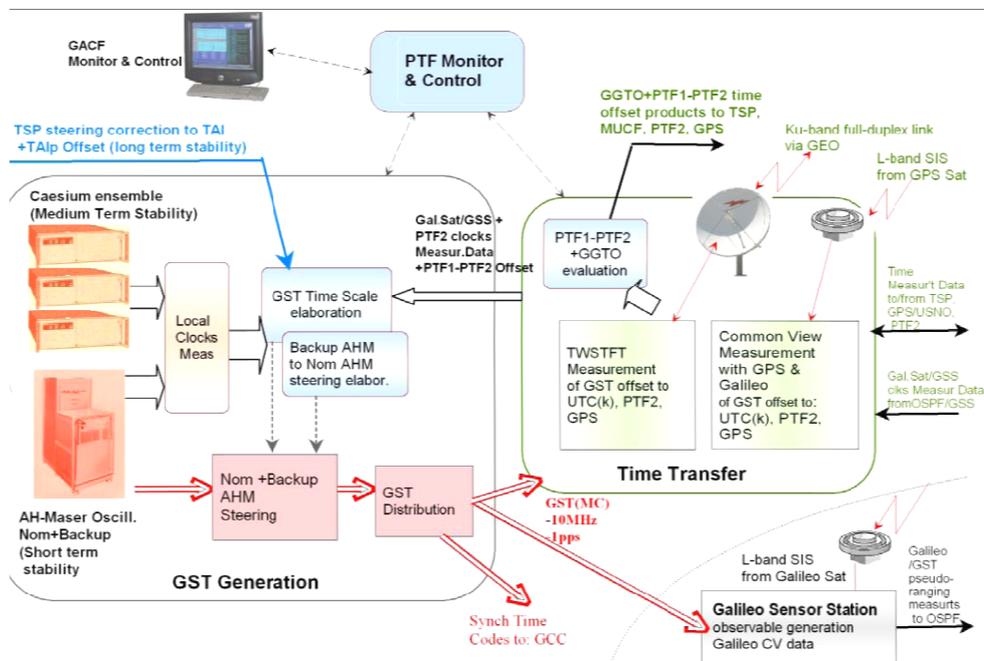


Figure 5.18 : Bloc diagramme des fonctions des PTF Galileo [128]

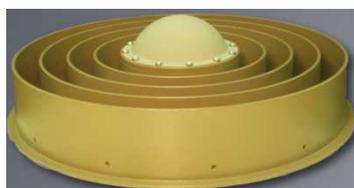
La génération de GST est basée sur un maser actif à hydrogène qui constitue la source du signal caractérisé par une très bonne stabilité court-terme. La stabilité moyen et long-terme est assurée par un ensemble d'horloges Césium. Le transfert de temps est assuré par une station TWSTFT et une chaîne de réception GPS. Ces chaînes d'acquisition permettent de rattacher  $GST(MC)$  à UTC(k). A plus long terme, les liens de temps auront également en charge d'évaluer les biais entre le temps GPS et le temps Galileo,  $GGTO$ , (GPS-Galileo Time Offset) et les différences de temps entre les PTF.

Les systèmes de transfert de temps nécessitent d'être étalonnés afin de garantir leur exactitude et leur stabilité long-terme. La méthode développée au CNES peut donc être utilisée pour déterminer le retard interne des chaînes de réception GPS équipant les PTF. Avant la mise en service des chaînes de réception, seul le récepteur a été étalonné

par PikTime. Le CNES a ensuite eu la charge de mesurer le retard de la chaîne de réception de secours de la PTF italienne avec la méthode d'étalonnage en absolu afin de pouvoir étalonner de façon relative la chaîne opérationnelle.

#### 5.4.2 Présentation de la chaîne de réception

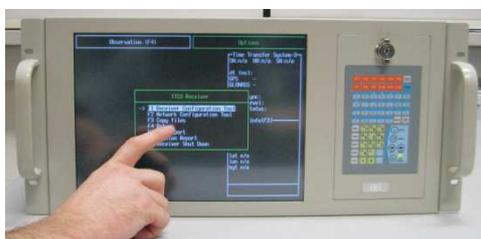
La chaîne de réception utilisée pour la PTF italienne est composée d'un récepteur PikTime TTS-4 [71], d'un câble d'antenne HeliAx FSJ4-50B [129] de 80 mètres et d'une antenne Javad RingAnt-DM [130]. La Figure 5.19 présente l'ensemble des éléments composant cette chaîne de réception.



Antenne Javad RingAnt-DM



Câble HeliAx FSJ4-50B



Récepteur PikTime TTS-4

**Figure 5.19** : Chaîne de réception de la PTF italienne

Le récepteur PikTime TTS-4 permet d'acquérir les fréquences GPS L1 (L1C et L1P), L2 (L2C et L2P), L5, les fréquences L1 et L2 des signaux GLONASS et les signaux L1 et E5 du signal Galileo. Il permet également l'acquisition des signaux des satellites Giove-A and Giove-B. L'antenne Javad RingAnt-DM permet d'acquérir la majorité des signaux GNSS : GPS L1/L2, GLONASS L1/L2/L3, Galileo E1/E5ab/E6, Compass B1/B2/B3, WAAS L1/L5, EGNOS, MSAS, GAGAN et QZSS L1/L2/L5/LEX.

#### 5.4.3 Etalonnage de la PTF italienne

Chaque élément de cette chaîne de réception a été étalonné indépendamment avec les méthodes présentées dans le Chapitre 2. Le retard interne du récepteur et de l'antenne ont été déterminés pour chaque code pour chaque fréquence.

### ○ Etalonnage du câble d'antenne

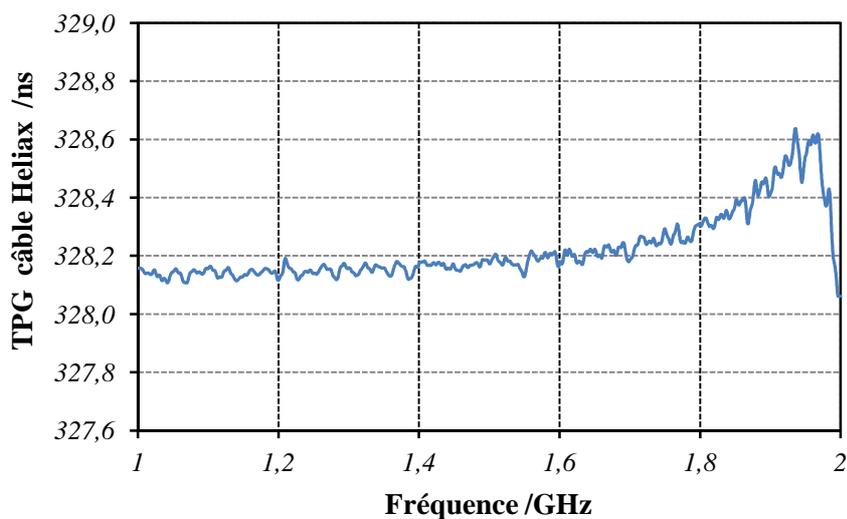
Le câble a été étalonné à partir de la mesure de son temps de propagation de groupe mesuré grâce à un ARV Anritsu 37397C (Figure 5.20). Les paramètres utilisés lors de cette mesure sont les suivants :

- Bande passante : 1 GHz
- Nombre de points : 801
- Ouverture : 1%
- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Moyenne : 10
- Lissage : 1%



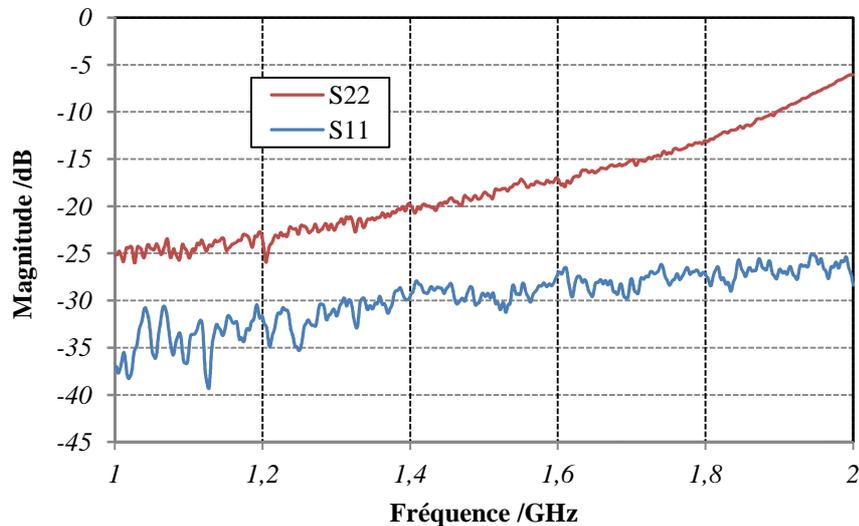
**Figure 5.20 :** Etalonnage du câble d'antenne de la chaîne de réception GPS de la PTF italienne

La Figure 5.21 présente le profil du TPG du câble lors de l'acquisition avec un analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37397C au cours de la détermination de son retard.



**Figure 5.21 :** TPG du câble d'antenne de la chaîne de réception de la PTF italienne

Le câble montre un comportement anormal à partir de 1,7 GHz. Une vérification de l'adaptation du câble a donc été réalisée (Figure 5.22).



**Figure 5.22 :** Adaptation du câble de la chaîne de réception GPS de la PTF italienne

Le paramètre  $S_{11}$  représente l'adaptation sur le port 1 alors que le paramètre  $S_{22}$  traduit l'adaptation sur le port 2. Le câble montre un défaut d'adaptation sur le port 1 qui se traduit par une augmentation anormale du TPG lors de la mesure en transmission qui indique un problème lié à l'un des connecteurs du câble.

L'étalonnage du câble Heliacx de 80 m faisant partie de la chaîne de réception GPS de la PTF italienne a permis de déterminer qu'il présentait un retard de :

$$CD\_PTF_{CA} = 328,20 \pm 0,13 \text{ ns}$$

$$CD\_PTF_{P1} = 328,20 \pm 0,13 \text{ ns}$$

$$CD\_PTF_{P2} = 328,14 \pm 0,13 \text{ ns}$$

L'incertitude de la mesure est déterminée avec la même méthode que présentée dans la section 4.2.1.

#### o Etalonnage du récepteur

Le retard du récepteur PikTime TTS4 a été mesuré grâce au banc d'étalonnage en absolu des récepteurs qui a été développé et optimisé au cours de cette thèse (Figure 5.23). Le simulateur utilisé est un Spirent STR4760. Le récepteur étalonné est doté de la version 2.10 du logiciel qui lui est associé.



**Figure 5.23 :** Etalonnage du récepteur de la chaîne de réception de la PTF italienne

L'étalonnage du récepteur PikTime TTS4 faisant partie de la chaîne de réception GPS de la PTF italienne a permis de déterminer qu'il présentait un retard de :

$$RxD\_PTF_{C/A} = -38,58 \pm 0,54 \text{ ns}$$

$$RxD\_PTF_{P1} = -38,19 \pm 0,47 \text{ ns}$$

$$RxD\_PTF_{P2} = -38,93 \pm 0,48 \text{ ns}$$

L'incertitude de la mesure est déterminée avec la même méthode que présentée dans la section 4.3.1.

Au cours de l'étalonnage de ce récepteur, on a pu constater qu'il n'était capable d'acquérir des signaux avec une datation correcte que dans une période d'un peu moins de 20 ans (1024 semaines) correspondant à la remise à zéro du codage de ce mot. Habituellement, l'étalonnage est réalisé avec un scénario débutant en 2007. Avec ce récepteur, l'utilisation de ce scénario génère un offset de 1024 semaines dans la datation des acquisitions (2026). Il en est de même pour des acquisitions débutant après 2030, le récepteur fournit des pseudo-distances datées de 2011.

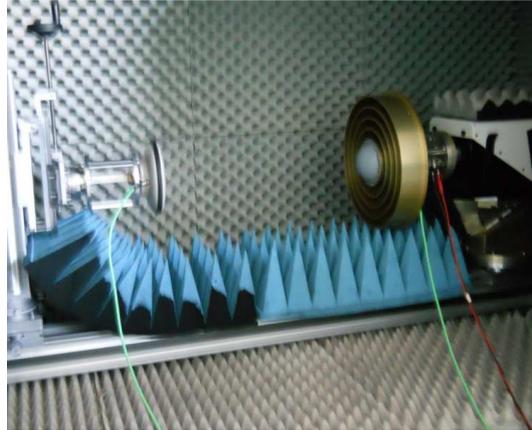
L'étalonnage de ce récepteur doit aussi être associé à la version logicielle dont il dispose car le retard interne du récepteur en est dépendant (information délivrée par le constructeur).

#### ○ Etalonnage de l'antenne

Le retard de l'antenne Javad RingAnt-DM a été évalué avec la méthode d'étalonnage en transmission avec une antenne Novatel 704 (*Nov704-1*) comme antenne émissive. Les paramètres utilisés lors de cette mesure sont les suivants :

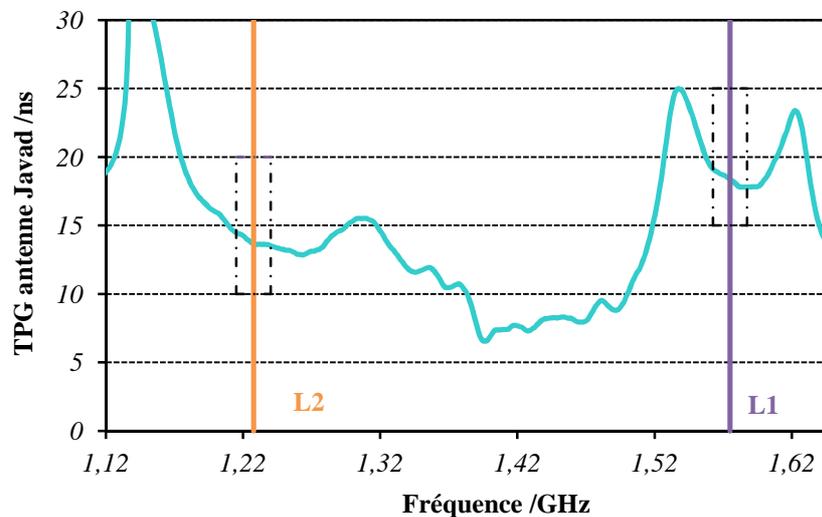
- Bande passante : 1 GHz
- Nombre de points : 801
- Ouverture : 1%

- Puissance : - 7 dBm
- IF bandwidth : 100 Hz
- Moyenne : 10



**Figure 5.24** : Etalonnage de l'antenne de la chaîne de réception GPS de la PTF italienne

La Figure 5.25 présente le profil du TPG de l'antenne Javad lors de l'acquisition avec un analyseur de réseau vectoriel au cours de la détermination de son retard. Les zones en pointillés représentent une largeur de bande de 20 MHz autour des fréquences GPS pour laquelle est calculé le TPG pour le code P.



**Figure 5.25** : TPG de l'antenne de la chaîne de réception de la PTF italienne

La bande passante de l'antenne autour de la fréquence L2 est plus large que celle autour de la fréquence L1. L'écart type pour une bande fréquence de 20 MHz autour de L1 est de 0,40 ns alors qu'il est 0,28 ns autour de L2.

L'étalonnage de l'antenne faisant partie de la chaîne de réception de la PTF italienne a permis de déterminer que cet équipement présentait un retard de :

$$AD\_PTF_{C/A} = 18,36 \pm 0,34 \text{ ns}$$

$$AD\_PTF_{P1} = 18,36 \pm 0,35 \text{ ns}$$

$$AD\_PTF_{P2} = 13,87 \pm 0,35 \text{ ns}$$

L'incertitude de la mesure est déterminée avec la méthode présentée dans la section 4.4.2.

Le retard de la chaîne de réception GPS utilisé par la PTF italienne a pu être déterminé avec la méthode d'étalonnage en absolu. Ce résultat prend en compte le retard du câble d'antenne HeliAx, du récepteur TTS4 et de l'antenne Javad. Chaque élément a été étalonné indépendamment. L'incertitude est la somme quadratique de l'erreur caractérisant la mesure du retard de chaque élément.

$$PTF\_GPS_{C/A} = 307,98 \pm 0,65 \text{ ns}$$

$$PTF\_GPS_{P1} = 308,37 \pm 0,60 \text{ ns}$$

$$PTF\_GPS_{P2} = 303,08 \pm 0,61 \text{ ns}$$

$$PTF\_GPS_{P3} = 316,54 \pm 0,80 \text{ ns}$$

L'étalonnage en absolu peut également être utile à la navigation lors de rattachement horaire. Cette méthode permet de déterminer le retard d'une chaîne de réception avec une incertitude de 600 ps pour chaque code et de 800 ps pour la combinaison linéaire.

## Conclusion

La méthode d'étalonnage en absolu, en plus de permettre la détermination du retard interne de chaque élément de la chaîne de réception GNSS, permet de caractériser chaque élément :

- Pour les câbles, il est possible de savoir s'ils ont été dégradés et de connaître la qualité de leur adaptation.
- Pour les récepteurs, l'utilisateur peut déterminer leurs sensibilités à l'environnement qui les entourent.
- Pour les antennes, il sera donc possible de caractériser chaque modèle en déterminant la linéarité du TPG dans la bande passante et la largeur de celle-ci.

Ces études peuvent donner la possibilité de comparer tous les modèles d'équipements disponibles sur le marché. L'application de cette méthode à l'étalonnage d'une chaîne complète pourra permettre de caractériser l'influence de la qualité de l'antenne sur les signaux acquis par les récepteurs.

La méthode d'étalonnage en absolu trouve également désormais une application dans des activités liées à la navigation. En effet, le segment sol comporte des chaînes de réception GPS qui nécessitent d'être étalonnées avec la plus grande exactitude et précision possible. La méthode en absolu offre la possibilité de déterminer périodiquement le retard interne des chaînes de réception secondaire avec une

incertitude de l'ordre de 600 ps ( $k=1$ ) afin de pouvoir établir ensuite la stabilité du retard interne de la chaîne opérationnelle en temps réel.

## Conclusion

La disposition d'une échelle de temps de qualité au niveau planétaire est devenue nécessaire pour de nombreuses applications aussi variées que la navigation, la physique fondamentale, l'astronomie ou les télécommunications. Les références de temps mondiales sont construites à partir des données d'horloges réparties tout autour du globe et qui sont comparées entre elles par des systèmes dédiés. Actuellement, l'amélioration des échelles de temps passe par une réduction des incertitudes sur l'étalonnage des liens utilisant les techniques de transfert de temps par signaux GNSS.

L'objectif de cette thèse est de répondre à ce besoin en mettant en place une méthode d'étalonnage des chaînes de réception GNSS, complémentaire à celle utilisée communément. Cette technique permet de faire des mesures fréquentes avec une incertitude inférieure à 1 ns ( $k=1$ ). En effet, la méthode d'étalonnage en relatif employée couramment par le BIPM a une incertitude de 3,5 ns ( $k=1$ ). Cette valeur est actuellement le poste d'incertitude limitant lors de la détermination des incertitudes des liens de temps utilisant des satellites de navigation. La diminution de l'incertitude liée à l'étalonnage des chaînes d'acquisition GNSS est possible grâce à l'utilisation de signaux simulés permettant de s'affranchir de tous les bruits liés à la diffusion de signaux satellitaires. Mon travail de thèse a consisté à optimiser les bancs d'étalonnage déjà mis en place pour les récepteurs, à valider la méthode d'étalonnage du câble et enfin à développer et optimiser la méthodes d'étalonnage de l'antenne.

Des travaux avaient déjà été menés au CNES sur la méthode d'étalonnage des récepteurs avant le commencement de cette thèse. Cette technique était déjà connue et est employée par quelques laboratoires. Elle consiste à envoyer un signal vierge de tout bruit à un récepteur temps à l'aide d'un simulateur de signaux GNSS et de mesurer la différence des pseudo-distances simulées par le générateur de signaux et acquises par le récepteur. Mon travail de thèse a donc consisté à optimiser cette mesure et à étudier l'influence de l'environnement sur le banc mis en place.

Au cours de l'étalonnage des récepteurs, nous avons pu constater que l'étalonnage du simulateur utilisé au CNES, un Spirent STR4760, est le poste d'incertitude le plus important car il nécessite de prendre en compte les biais intercanaux de l'appareil

définis par le constructeur. Cet équipement étant également très sensible aux variations de température, il est recommandé de placer le banc d'étalonnage des récepteurs dans un environnement thermique stable. Il est d'ailleurs impératif de déterminer le retard interne du simulateur avant chaque étalonnage de récepteurs afin de s'affranchir de cette sensibilité. De plus, lors de la détermination du retard du générateur de signaux, il a été constaté qu'il est préférable d'utiliser la méthode par corrélation plutôt que la méthode classique, dite de zero-crossing, afin d'améliorer la précision de mesure.

Il a également été démontré que la mesure du retard des câbles transportant le signal 1 PPS mesuré avec un intervalloètre devait impérativement être réalisée en employant la méthode en double pesée afin de s'affranchir des biais liés à l'instrument de mesure.

Les études menées sur l'étalonnage du câble liant l'antenne et le récepteur ont montré qu'il était préconisé d'utiliser un analyseur de réseau vectoriel plutôt qu'un compteur d'intervalle de temps pour réaliser cette mesure. En effet, la dispersion de mesure avec un intervalloètre est de 250 ps alors qu'elle n'est que de 120 ps avec un ARV. Si cet équipement n'est pas disponible dans les laboratoires, un compteur d'intervalle de temps associé à la méthode en double pesée peut tout de même être utilisé. Toutefois, il sera nécessaire de prendre en compte l'incertitude liée à la reproductibilité de la mesure. Concernant l'étalonnage des câbles, l'influence de chaque paramètre de réglage de l'analyseur du réseau vectoriel a également été étudié (ouverture, lissage, IF bandwidth, moyenne, puissance) afin de définir la configuration la plus adaptée à cette mesure.

Aucuns travaux n'avaient été menés au CNES sur la méthode d'étalonnage des antennes avant le commencement de cette thèse. La détermination du retard interne des antennes GNSS, comportant un système de filtrage et d'amplification, consiste à déterminer le retard accumulé par le signal électrique entre le centre de phase de l'antenne et la connectique qui la lie au câble d'antenne. La présence d'un amplificateur dans ces équipements nécessite un étalonnage en transmission car le signal ne peut pas traverser l'antenne réciproquement. Cette technique consiste à réaliser une mesure en transmission entre les deux ports d'un analyseur de réseau vectoriel. Le signal fourni par l'ARV est transmis à l'antenne à étalonner par l'intermédiaire d'une antenne émissive puis transféré au second port de l'analyseur de réseau au travers d'un câble.

Mon travail de thèse a consisté à optimiser le banc de mesure et la configuration de l'ARV afin de parvenir à étalonner les antennes GNSS utilisées pour le transfert de temps avec l'incertitude la plus réduite possible. Les études menées à ce sujet ont montré qu'il était préférable de faire les mesures d'étalonnage des antennes dans une chambre anéchoïque. L'antenne émissive utilisée au CNES est une antenne GNSS commerciale. Ayant une polarisation circulaire, son retard interne, qui doit être connu pour étalonner l'antenne GNSS de la chaîne de réception, est déterminé avec la méthode en transmission par triangulation. Une étude de l'influence de la température sur le retard interne des antennes pour une plage limitée, de 25 à 35°C, a montré qu'il ne semble pas sensible aux variations du milieu auquel il est soumis lors de la mesure de retard pour la fréquence L1. Par contre le retard de l'antenne pour la fréquence L2

semble avoir une faible sensibilité à ce paramètre environnemental. Ces observations devront être vérifiées en utilisant une chambre anéchoïque parfaitement adaptée à la fréquence de travail contrairement aux études menées jusqu'à présent.

Après avoir optimisé chacun des bancs d'étalonnages, il apparaît qu'il est possible de déterminer le retard interne :

- Des récepteurs avec une incertitude moyenne de 500 ps ( $k=1$ )
- Des câbles avec une incertitude moyenne de 170 ps ( $k=1$ )
- Des antennes avec une incertitude moyenne de 350 ps ( $k=1$ )

L'incertitude de l'étalonnage de la chaîne complète est alors en moyenne de 630 ps ( $k=1$ ).

Une comparaison des différentes méthodes d'étalonnage, absolue et relative, et du suivi de la stabilité des biais instrumentaux a également été réalisée au cours de cette thèse. La confrontation des deux méthodes d'étalonnage en absolu développées au CNES et au NRL fournit des résultats similaires pour les chaînes étalonnées. La différence moyenne observée est de 500 ps alors que l'environnement de mesure et le matériel utilisé sont différents. Un biais constant lors de l'étalonnage des récepteurs a tout de même été observé et peut être dû à la sensibilité thermique des simulateurs utilisés.

La comparaison des étalonnages en relatif et en absolu de la chaîne de réception OPM4, appartenant à l'Observatoire de Paris, a montré une différence de l'ordre de 3 ns pour L1 et de 1,7 ns pour L2. A ce jour, le biais important observé pour la fréquence L1 n'a pas été expliqué. Néanmoins, il pourrait être dû à l'influence de la température sur l'antenne et sur le câble d'antenne utilisé lors de l'étalonnage en relatif.

Une comparaison des étalonnages relatifs et de la méthode empirique, permettant le suivi des biais instrumentaux de station a été réalisée avec deux chaînes de réception, l'une appartenant à la PTB et l'autre à l'Observatoire de Belgique. Cette technique montre qu'il peut être intéressant d'utiliser la méthode empirique pour suivre la stabilité des biais des stations en quasi temps réel mais également pour valider les étalonnages relatifs ou absolus. Elle pourrait être utilisée pour déceler des sauts des biais instrumentaux rapidement alors que les étalonnages classiques ne permettent de les voir qu'à la campagne de mesure suivante. Cependant, ces variations devront excéder 3 ns pour sortir du bruit de mesure et ne pourront être validées qu'à partir de plusieurs jours afin de confirmer la tendance observée.

La méthode d'étalonnage en absolu, en plus de permettre la détermination du retard interne de chaque élément de la chaîne de réception GNSS, permet de caractériser chacun d'entre eux :

- Pour les câbles, la mesure réalisée lors de l'étalonnage permet de détecter s'ils ont subi des dégradations et de connaître la qualité de leur adaptation.
- Pour les récepteurs, l'utilisateur peut déterminer leurs sensibilités à l'environnement qui les entoure.

Nous avons ainsi pu constater que les récepteurs Ashtech-Z12-T avaient une sensibilité thermique de  $0,1 \text{ ns.K}^{-1}$  entre 0 et  $40^\circ\text{C}$ . Les récepteurs Septentrio PolaRx2 ont, eux, une sensibilité thermique de  $0,1 \text{ ns.K}^{-1}$  de 0 à  $5^\circ\text{C}$ , de  $0,02 \text{ ns.K}^{-1}$  de 5 à  $25^\circ\text{C}$ , de  $0,01 \text{ ns.K}^{-1}$  de 25 à  $40^\circ\text{C}$  pour les codes de la fréquence L1 et de  $0,02 \text{ ns.K}^{-1}$  de 0 à  $40^\circ\text{C}$  pour la fréquence L2. Par contre, ces deux équipements ne manifestent pas de changement significatif de comportement en fonction du taux d'humidité ambiant. Une étude de l'évolution du retard d'un récepteur Septentrio PolaRx2 menée sur l'ensemble des trois années de thèse montre que les fluctuations observées sont corrélées avec la température. La dispersion des mesures du retard interne du récepteur reste tout de même inférieure à l'incertitude de mesure sur la durée de l'étude.

- Pour les antennes, il sera possible de caractériser chaque modèle en déterminant la linéarité du TPG dans la bande passante et la largeur de celle-ci.

La méthode d'étalonnage en absolu trouve également sa place dans des applications liées à la navigation. En effet, le segment sol de la plupart des systèmes GNSS comporte des chaînes de réception GPS qui nécessitent d'être étalonnées avec la plus grande exactitude et précision possible. La méthode développée au CNES peut donc fournir la possibilité de déterminer périodiquement le retard interne des chaînes de réception secondaires des segments sol avec une incertitude de l'ordre de 600 ps ( $k=1$ ) afin de déterminer ensuite le retard interne de la chaîne opérationnelle et de suivre sa stabilité.

## Perspectives

Certains aspects de la méthode d'étalonnage en absolu peuvent encore être étudiés ou perfectionnés :

- L'étalonnage de l'antenne

Certaines études laissent penser que les antennes sont sensibles à la température de l'environnement auquel elles sont exposées. La vérification de cette observation est très importante car cet élément de la chaîne de réception est soumis à de très fortes variations thermiques. L'influence de la température sur le retard de l'antenne pour une plage de température de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $+50^{\circ}\text{C}$  reste donc à déterminer. La dépendance du temps de propagation de groupe en fonction de l'angle d'élévation sera également à établir.

Actuellement, l'antenne émissive utilisée par le CNES est une antenne GNSS sans système d'amplification qui nécessite une mesure par triangulation afin de déterminer son retard interne. Il est également possible d'utiliser une antenne bipolarisée pour émettre le signal généré par l'ARV. Ce type d'antenne peut être étalonné par réflexion, ce qui réduirait certainement l'incertitude sur la détermination de son retard et simplifierait la mesure d'étalonnage.

- Etalonnage du récepteur

Le générateur de signaux utilisé au CNES lors de l'étalonnage des récepteurs est un Spirent STR4760 qui ne simule que des signaux GPS pour les fréquences L1 et L2. Actuellement, de nouvelles constellations de satellites deviennent opérationnelles et des récepteurs associés à leurs signaux ou des récepteurs mixtes (pouvant recevoir tous les signaux de ces constellations) seront de plus en plus présents sur le marché. A l'avenir, il sera donc nécessaire de se doter de simulateurs permettant de générer la majorité des signaux des systèmes GNSS disponibles. Cela peut être possible en achetant des produits commerciaux proposés par les fabricants ou en développant un simulateur simplifié dédié à ces activités. En effet, les simulateurs Spirent utilisés actuellement lors des étalonnages de récepteurs sont complexes et fournissent des fonctionnalités qui sont inutiles pour cette application. Un simulateur ne fournissant qu'un ou plusieurs scénarii prédéfinis serait suffisant pour les activités d'étalonnage. Un tel équipement aurait aussi certainement un coût moins élevé que les simulateurs actuellement présents sur le

marché, ce qui permettrait aux laboratoires de se doter plus facilement de ce type d'appareil.

Dans tous les cas, l'utilisation d'un simulateur doté d'une électronique plus récente que celui utilisé actuellement au CNES réduirait notablement l'incertitude sur la mesure de l'étalonnage des récepteurs. En effet, cela permettrait de diminuer sa sensibilité à la température mais surtout de supprimer les biais intercanaux.

L'objectif de cette thèse était double :

- Mettre en place une méthode d'étalonnage des chaînes de réception avec une incertitude inférieure à une nanoseconde.
- Permettre aux laboratoires utilisant le transfert de temps par signaux de navigation de pouvoir accéder à un moyen complémentaire d'étalonnage des chaînes de réception GNSS

La conclusion a montré que le premier objectif avait été pleinement rempli. Le second point reste par contre à mettre en place. Le CNES est actuellement en train de développer un banc d'étalonnage transportable constitué de deux baies de mesures. L'une dédiée à l'étalonnage des récepteurs et des câbles et l'autre constituée d'une chambre anéchoïque permettant d'étalonner les antennes. L'objectif de ce banc transportable est de faire découvrir aux laboratoires de métrologie intéressés, la méthode d'étalonnage en absolu des chaînes de réception GNSS. Ils pourront ainsi évaluer eux même le bénéfice qu'ils pourraient tirer de la combinaison de cette technique avec la méthode d'étalonnage en relatif.

Les équipements nécessaires à cette technique étant onéreux, il est peut probable que chaque utilisateur de liens de temps puissent facilement la mettre en place. A terme, il peut donc être envisagé que le BIPM ou certains laboratoires s'équipent pour étalonner les chaînes de réception en absolu des utilisateurs désireux de déterminer le retard de leurs équipements. La question de la généralisation de cette méthode à la communauté Temps/Fréquence reste donc posée. Une campagne d'étalonnage avec le banc transportable sera un premier élément de réponse pour définir quelle solution sera la plus adaptée pour répondre aux besoins des laboratoires.

# Annexe A

## Signaux GNSS

Les signaux GNSS sont tous construits sur le même modèle. Cette annexe s'attachera à détailler la structure du signal GPS qui a été utilisé au cours de cette thèse.

### A.1 Caractéristiques du signal GPS

Initialement chaque satellite GPS émettait simultanément des signaux sur deux fréquences porteuses dans la bande L [1-2 GHz] : L1 (1,57542 GHz) et L2 (1,22760 GHz). Les porteuses sont modulées afin de permettre au satellite d'envoyer simultanément des codes pseudo-aléatoires (dits PRN). La porteuse L1 est modulée par le code C/A (période d'une milliseconde) et le code P (période d'une semaine) avec que la fréquence L2 est modulée uniquement par le code P.

La modernisation de la constellation permet aujourd'hui d'ajouter de nouveaux signaux à ceux déjà existants. Quelques satellites diffusent dorénavant un nouveau signal exclusif aux militaires américains et leurs alliés (Code M) sur les porteuses L1 et L2. Un nouveau code civil (L2C) est aussi transmis sur L2 ce qui permet de corriger les effets ionosphériques par combinaison linéaire avec les mesures du code C/A sur L1. La toute dernière génération de satellites transmet en plus une nouvelle onde porteuse L5 qui est modulées par deux codes (I5 et Q5). Il a été spécialement conçu pour l'aviation et les applications de "safety of life".

Le simulateur de signaux GPS qui est utilisé pour les mesures d'étalonnage au CNES permet uniquement de simuler les signaux sur les porteuses L1 (Code C/A et code P) e L2 (Code P).

Le code C/A est une séquence pseudo-aléatoire de  $2^{10} - 1$  bits (1023 bits) émise à une fréquence de 1,023 MHz et définie de façon déterministe par une fonction mathématique de période une milliseconde. Le code C/A est émis en quadrature de phase ( $90^\circ$ ) avec le code P pour les distinguer sur L1.

Le code P est une séquence de  $2^{48} - 1$  bits émise sur les canaux L1 et L2 à la fréquence de 10,23 MHz et de période une semaine.

Un message de navigation est émis à  $50 \text{ bits.s}^{-1}$  sur L1 et L2 et dure 12 minutes 30 secondes. Les informations spécifiques à chaque satellite, comme les corrections d'horloge et les éphémérides des satellites sont transmises en totalité toutes les 30 secondes sur une période de 18 secondes. Le message contient les informations suivantes :

- La date GPS
- Les corrections d'horloge du satellite
- Les éphémérides du satellite
- Un modèle mondial d'ionosphère
- La différence entre le temps UTC et le temps GPS
- Les almanachs de l'ensemble des satellites opérationnels

### A.1.1 Structure du signal

Les séquences pseudo-aléatoires (PRN) utilisées dans les systèmes de télécommunications sont générées par des registres à décalage à réaction linéaire (Figure A.1). Le système GPS utilise les codes de GOLD à longueur maximale.

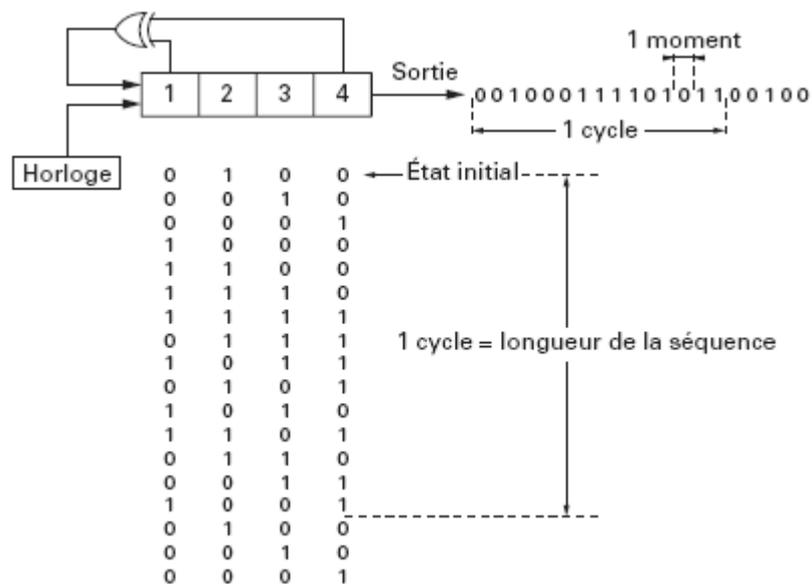


Figure A.1 : Générateur de séquence pseudo-aléatoire

Les rebouclages de ce registre assurent un polynôme générateur :

$$f(x) = 1 + x + x^4 \quad (\text{A.1})$$

La sortie d'un registre à décalage à réaction linéaire se fait généralement sur le dernier étage, mais on trouve à la phase près, la même séquence sur n'importe quel étage. Les moments se succèdent à la cadence des impulsions d'horloge. La valeur de chaque moment se présentant en sortie est parfaitement déterministe mais semble suivre une loi aléatoire. Au bout de quinze moments la séquence générée se reproduit identiquement à elle-même et cela indéfiniment. Ces séquences sont appelées PRN (Pseudo-Random Noise) et le moment est dénommé chip. On peut noter que ces registres peuvent avoir un nombre quelconque d'étages et que l'on peut faire intervenir un nombre élevé de rebouclages ainsi que faire varier l'état initial.

Les propriétés de ces codes sont les suivantes :

- La longueur maximale de la séquence produite est :  $L = 2^n - 1$  expression dans laquelle  $n$  est le nombre d'étages du registre. Pour qu'un registre puisse générer une séquence de longueur maximale, il faut que le nombre de réactions soit pair.

- Dans un code à longueur maximale, il y a autant de "1" que de "0".

- Les propriétés d'autocorrélation et de cross-corrélation des codes générés dépendent de leur polynôme générateur.

- Les caractéristiques de corrélation des séquences pseudo-aléatoires peuvent être améliorées en combinant les séquences entre elles. Si l'on additionne, modulo 2 deux séquences moment à moment, on obtient une nouvelle séquence ayant des propriétés de corrélation différentes. C'est ce que l'on appelle un code de "GOLD" qui sont utilisés dans la génération des signaux GPS. Le code C/A est généré à partir de deux configurations linéaires de 10 étages (Figure A.2). La génération du code P est plus complexe mais suit les mêmes principes que celles de C/A. Quatre registres de douze étages sont nécessaires pour la création de ces codes.

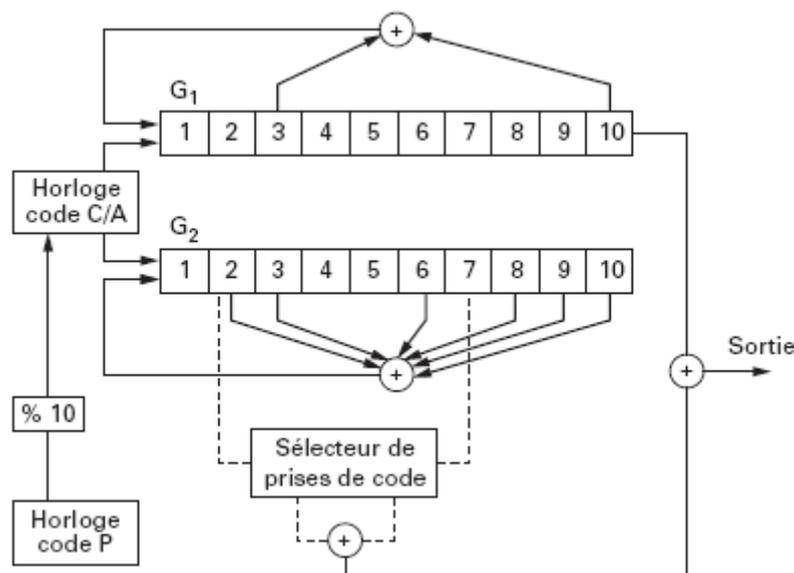


Figure A.2 : Générateur du code C/A

Avec:

$$\begin{aligned} G1 &= 1 + x^3 + x^{10} \\ G2 &= 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Le rapport de phase et la fréquence de chacune des composantes de la modulation permet de véhiculer trois informations sur une même porteuse. Par exemple, sur L1, on véhicule le code C/A ( $\varphi=90^\circ$ ), le code P en quadrature de phase ( $\varphi=0^\circ$ ), et les données du message de navigation. Tous les signaux transmis sont cohérents, c'est-à-dire que les transitions du message de navigation correspondent exactement aux éventuelles transitions des codes P ou C/A. Les codes ont eux-mêmes une relation de phase très précise avec les différentes porteuses L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub>. Cette caractéristique importante vient du fait que les différents signaux sont générés à partir d'une même horloge atomique.

Le signal complet émis par le satellite est représenté par l'équation suivante :

$$S = A_1.C(t).D(t).sin(\omega_1 t) + A_2.P(t).D(t).cos(\omega_2 t) \quad (\text{A.3})$$

- $C(t)$  : Code C/A [bits/s]
- $P(t)$  : Code P [bits/s]
- $D(t)$  : Données du message de navigation [bits/s]
- $A$  : Amplitude de L1 et L2
- $\omega$  : Pulsation [rad/s]
- $t$  : Temps [s]

Le signal émis a une polarisation circulaire droite. Les intensités des signaux reçus par les chaînes de réception GPS sont au minimum :

- Pour L1 -130 dBm pour le code C/A
- 133 dBm pour le code P
- Pour L2 -136 dBm pour le code P

On voit que le signal L2 est généralement perçu par l'utilisateur avec une différence de -3 dB par rapport à L1.

### A.1.2 Modulation

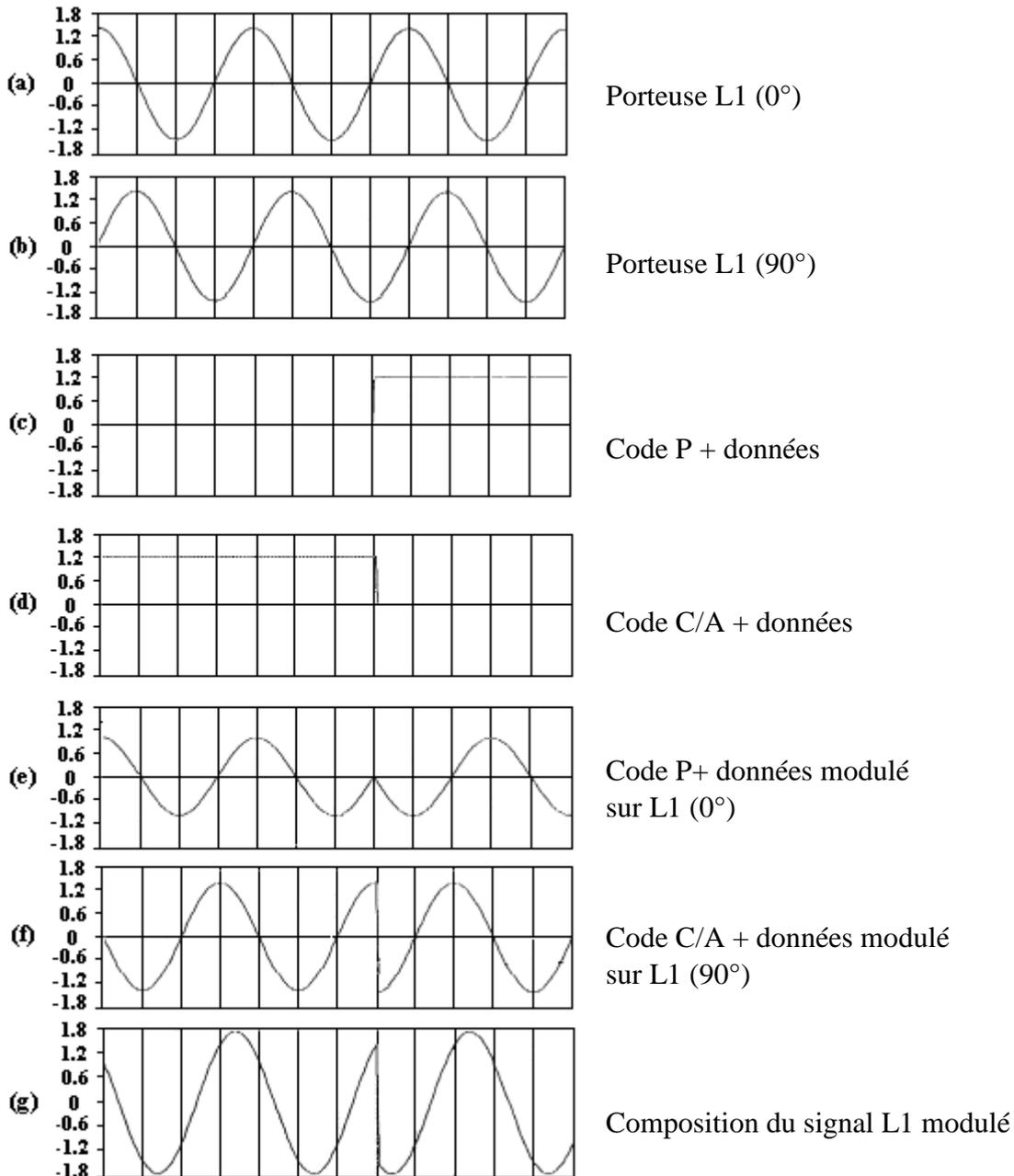
Il existe plusieurs types de modulation de phase. Toutes ces modulations se caractérisent par une rotation de phase d'une valeur déterminée de  $180^\circ$  ou  $90^\circ$  selon le signe du signal modulant.

En BPSK (Bi Phase Shift Keying), la modulation utilisée pour les signaux GPS, la phase de la porteuse tourne de  $180^\circ$  à chaque transition du signal modulant.

Les porteuses sont modulées par la somme modulo 2 d'une séquence pseudo-aléatoire constituée du code PRN et du signal de navigation du satellite. Pour L1, la modulation

est composée du code C/A et des données ; cette porteuse déphasée en quadrature reçoit en plus une modulation composée du code P et des données. Pour L2, la modulation est composée uniquement du code P et des données.

La figure suivante (Figure A.3) présente la modulation des signaux de la porteuse L1 :



**Figure A.3 :** Modulation de la porteuse GPS L1

Cette modulation permet d'obtenir un spectre étalé : l'énergie générée est délibérément étalée ou distribuée dans le domaine fréquentiel. Le signal est transmis sur une bande passante beaucoup plus large que la totalité des fréquences composant le signal original.

### A.1.3. Transmission par spectre étalé

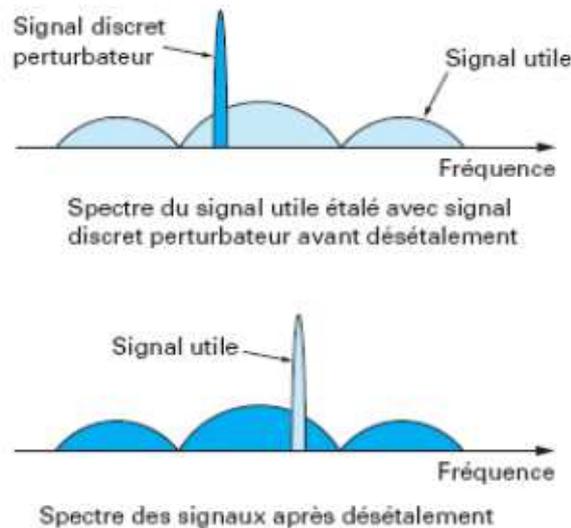
L'utilisation de la transmission à spectre étalé signifie que la sélection des signaux s'effectue par corrélation d'une séquence pseudo-aléatoire générée par le récepteur et de la séquence pseudo-aléatoire qui module la porteuse générée par le satellite.

Le rapport de modulation a pour effet d'élargir le spectre de l'émission et de réduire la densité de puissance émise dans la même proportion. On dit dans ce cas que le rapport

d'étalement de spectre est  $\frac{B}{b_0}$ .

- **B** : Fréquence de modulation du code [bits/s]
- **b<sub>0</sub>** : Fréquence de modulation des données. [bits/s]

Pour un observateur non averti, la porteuse ainsi étalée par la modulation du code pseudo-aléatoire présente toutes les caractéristiques d'un bruit. À l'inverse, un récepteur possédant les codes d'étalement permet de restituer le signal utile dans sa bande étroite d'origine et d'étaler les signaux parasites en rejetant la majeure partie de leur énergie en dehors de la bande utile. La Figure A.4 schématise ce principe d'étalement de spectre.



**Figure A.4** : Principe de l'étalement de spectre [131]

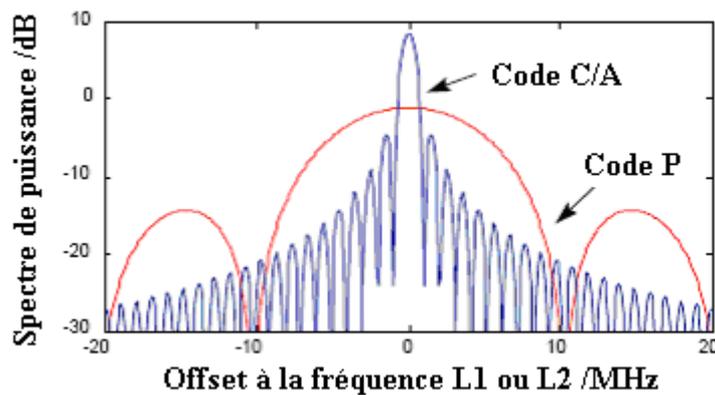
La réjection du bruit est du même ordre de grandeur que le rapport d'étalement du spectre.

Cette technique d'étalement, rejetant le bruit et les brouilleurs, est donc d'autant plus efficace que la séquence du code pseudo-aléatoire est longue. C'est la raison pour laquelle le code P procure, par rapport au code C/A, une protection naturelle contre les brouilleurs bien supérieure.

Ce système de codage des transmissions, basé sur la technique d'étalement de spectre est appelée CDMA (Code Division Multiple Access). Il permet à plusieurs liaisons

numériques d'utiliser simultanément la même fréquence porteuse avec un minimum d'interférences entre elles. Avec cette technique, plusieurs émissions simultanées sur la même fréquence mais avec des séquences pseudo-aléatoires différentes (codes PRN) n'interféreront donc que très peu entre elles. Cette faculté d'accès multiple est très importante pour le GPS car elle permet à l'utilisateur de recevoir plusieurs signaux simultanément générés par des satellites différents.

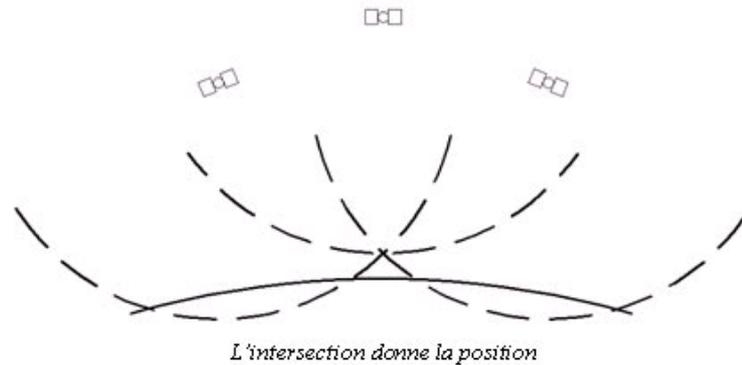
Les signaux ainsi étalés sont contenus dans deux bandes de fréquence d'une largeur de 20,46 MHz centrées autour de L1 et L2 (Figure A.5).



**Figure A.5 :** Spectre de puissance du signal GPS modulé par le code C/A et le code P

## A.2 Mesure GPS

Le principe de positionnement par satellite consiste à mesurer le retard de propagation entre l'antenne d'un récepteur et les satellites dont on connaît la position. Les retards de propagation sont convertis en mesure de distance en les multipliant par la vitesse de propagation de la lumière ( $c = 299\,792\,458 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ ). Ces mesures de distances sont ensuite utilisées pour le calcul de la position du récepteur par une méthode de triangulation comme le montre la Figure A.6.



**Figure A.6 :** Positionnement à partir de trois satellites

Deux types de mesures sont possibles pour déterminer la distance entre un récepteur et un satellite : la mesure de pseudo-distance et la mesure de phase. Seule la mesure de pseudo-distance sera évoquée ici car c'est elle qui est utilisée lors de l'étalonnage des récepteurs.

- **Mesure de pseudo-distance**

La mesure de pseudo-distance est en réalité une mesure de temps : le temps mis par le signal pour se propager d'un satellite jusqu'à l'antenne du récepteur. La distance est ensuite déduite de ce temps par multiplication de la vitesse de la lumière.

Cette mesure se fait à l'aide du code pseudo-aléatoire émis par le satellite. Connaissant l'heure exacte de production d'une transition déterminée du signal satellite ( $T_s$ ), il suffit de lire l'heure d'arrivée de cette transition sur le récepteur ( $T_u$ ) pour calculer, par différence, le temps de propagation.

Pour cela, le récepteur génère un code local qui est la réplique exacte du code émis par le satellite. Par corrélation entre le signal reçu et le signal généré localement, le récepteur sait accrocher puis poursuivre le signal émis par le satellite et donc mesurer à tout instant le décalage de temps  $\Delta t$  qu'il y a entre l'instant d'émission et celui de la réception du signal [132].

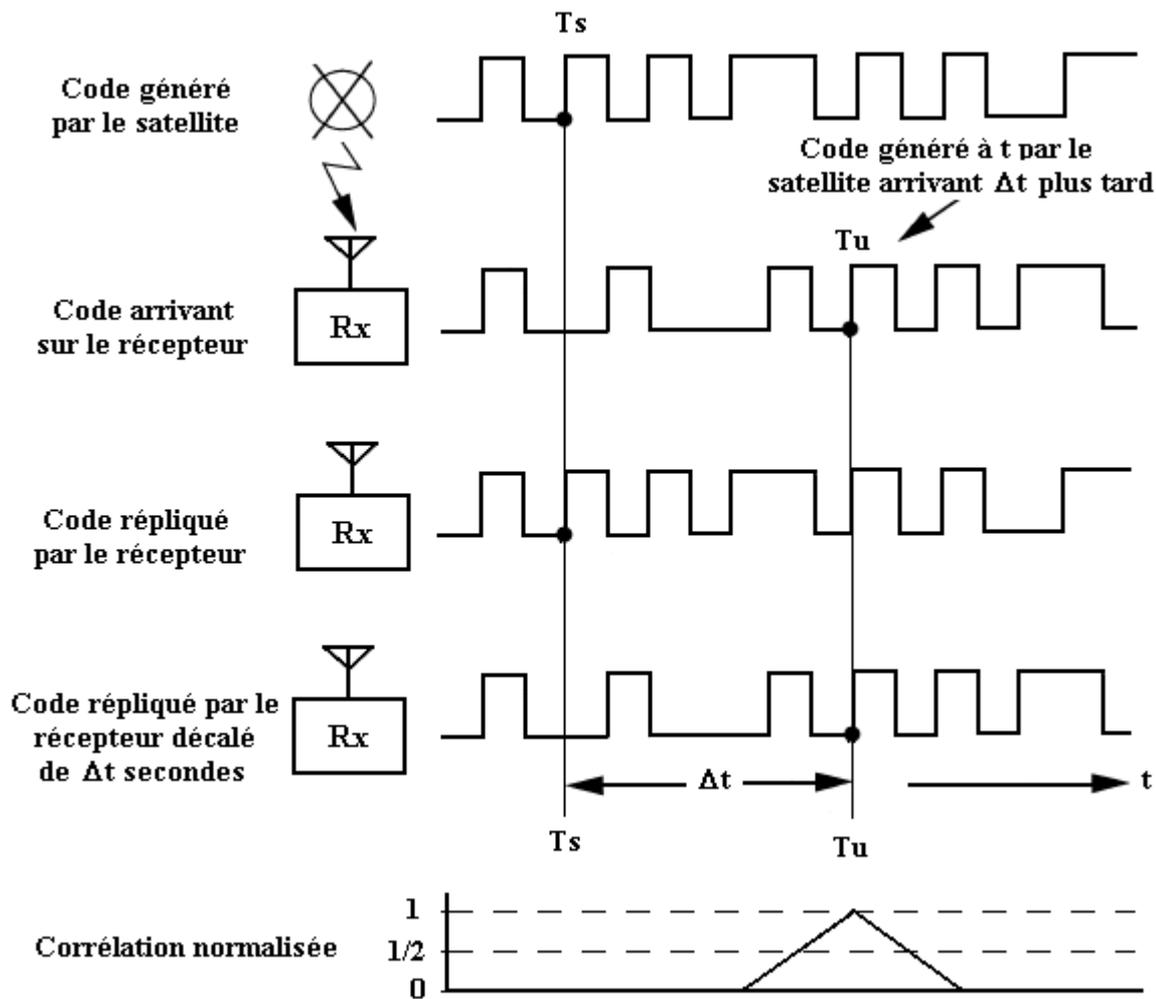


Figure A.7 : Principe de mesure de pseudo-distance par corrélation [132]

La mesure se fait en retardant le code local jusqu'à ce qu'il soit aligné sur le code satellite afin que la corrélation soit maximale. Le principe de corrélation est rappelé Figure A.7.

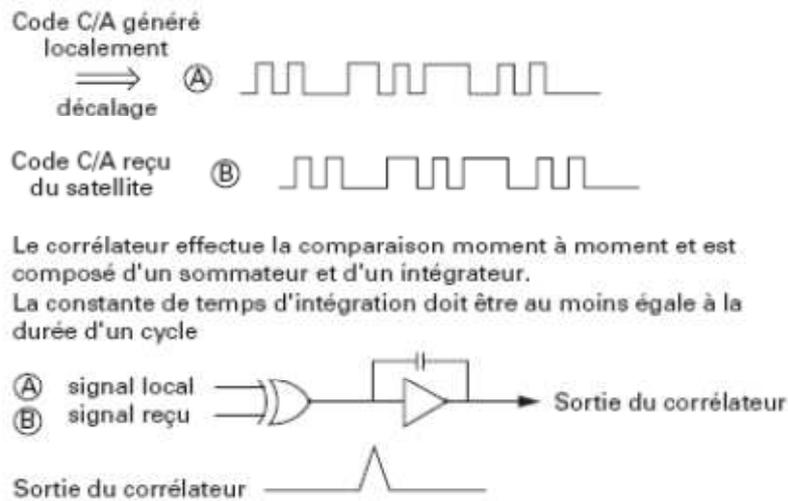


Figure A.8 : Rappel du principe de corrélation [131]

La mesure de distance proprement dite est égale à la valeur dont a été décalé le code local pour l'aligner sur le code reçu du satellite multiplié par la vitesse de la lumière.

Distance géométrique :  $\mathbf{r = c(Tu - Ts) = c\Delta t}$

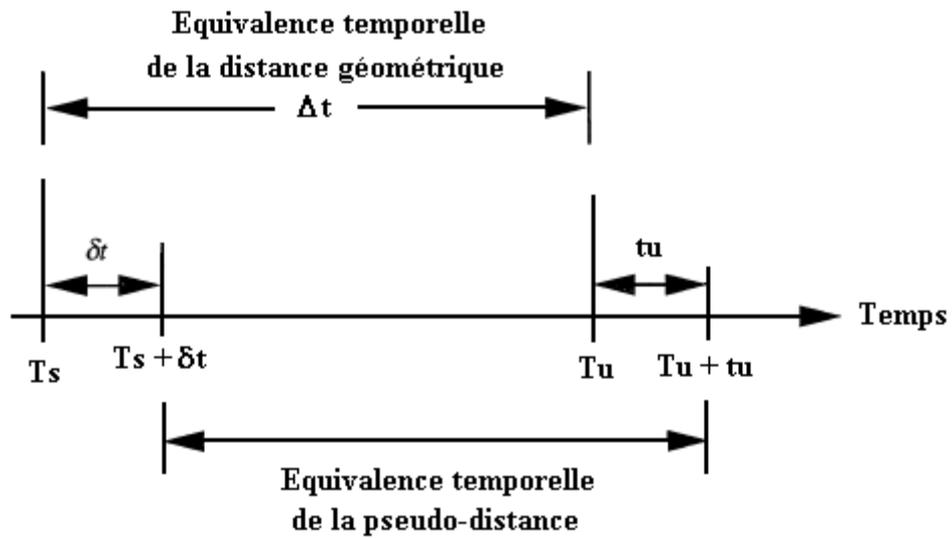
Toutefois, l'échelle de temps du satellite et celle du récepteur ne sont pas les mêmes. Le temps satellite est basé sur l'échelle de temps procurée par l'horloge césium embarquée. Le temps du récepteur est basé sur l'échelle de temps procurée par l'oscillateur pilote du récepteur qui a un décalage et une dérive qui lui sont propres. La quantité mesurée est en fait la différence entre le temps d'émission du satellite dans son échelle de temps et le temps de réception du signal satellite dans l'échelle de temps du récepteur. Si nous ramenons cette expression dans l'échelle commune du temps GPS, on obtient:

Pseudo-distance :  $\rho = c[(Tu - tu) - (Ts - \hat{\alpha})]$

$$\rho = c[(Tu - Ts) - (tu - \hat{\alpha})]$$

$$\rightarrow \boxed{\rho = r - c(tu - \delta t)}$$

- $\mathbf{r}$  : Distance géométrique (distance entre le satellite et le récepteur) [m]
- $\mathbf{T_s}$  : Temps du système GPS auquel le signal quitte le satellite [s]
- $\mathbf{T_u}$  : Temps du système GPS auquel le signal est reçu par le récepteur [s]
- $\mathbf{\delta t}$  : Décalage d'horloge satellite par rapport au temps du système GPS [s]
- $\mathbf{t_u}$  : décalage de l'horloge récepteur par rapport au temps du système GPS [s]
- $\mathbf{T_s + \delta t}$  : Lecture de l'horloge du satellite au moment où le signal quitte le satellite [s]
- $\mathbf{T_u + t_u}$  : Lecture de l'horloge du récepteur au moment où le signal a été reçu par celui-ci [s]
- $\mathbf{c}$  : Célérité de la lumière [m.s<sup>-1</sup>]



**Figure A.9** : Relation temporelle de la mesure de distance [132]

L'avantage de cette mesure de temps est qu'elle est non ambiguë. Par contre, elle est relativement peu précise : une dizaine de nanosecondes près c'est-à-dire à plusieurs mètres.



# Annexe B

## La Variance d'Allan

L'essentiel de cette Annexe s'inspire directement ou indirectement des références [9][40][48][133].

La fluctuation de la fréquence d'un oscillateur au voisinage de sa valeur nominale résulte de perturbations telles que le bruit thermique des composants électroniques, le bruit intrinsèque au résonateur qui fournit la fréquence d'oscillation, le vieillissement de l'instrument ou encore les variations des conditions ambiantes. Cette fluctuation caractérise l'instabilité de fréquence.

Si l'oscillateur fonctionne en horloge, son instabilité de fréquence entraîne des fluctuations de l'échelle de temps qu'il produit par rapport au temps idéal construit à partir de sa fréquence nominale. C'est ce que l'on appelle l'instabilité de temps [9].

On distingue pour la fréquence, comme pour le temps, des instabilités aléatoires et déterministes. Des outils mathématiques ont été développés pour caractériser la nature des fluctuations stochastiques du signal et discriminer ainsi la source de modulation du bruit. Celui-ci est habituellement caractérisé par sa densité spectrale dans le domaine fréquentiel et par sa variance dans le domaine temporel.

### B.1 Modélisation d'un signal

Un signal généré par un oscillateur idéal d'amplitude  $V_0$  et de fréquence  $f_0$  peut être représenté par l'expression :

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{B.1})$$

Cependant, un signal créé par un oscillateur réel est perturbé en amplitude et en phase. Il s'écrit alors sous la forme :

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{B.2})$$

- $\varepsilon(t)$  : Perturbation temporelle en amplitude
- $\varphi(t)$  : Perturbation en phase

La contribution  $\varphi(t)$  peut être vue comme une erreur sur la fréquence du signal. La quantité  $\varepsilon(t)$  peut par contre être négligée lors de la détermination de la fréquence du signal. Par conséquent, on ne considérera par la suite que le modèle suivant :

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{B.3})$$

Pour une date  $t$ , l'écart de temps instantané  $x(t)$  est défini en fonction de l'écart entre le signal nominal et le signal perturbé. Il exprime d'erreur de marche temporelle :

$$x(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi f_0} \quad (\text{B.4})$$

La fréquence instantanée  $f(t)$  est par définition la dérivée de la phase par rapport au temps :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = f_0 + \frac{d\varphi(t)}{2\pi dt} \quad (\text{B.5})$$

L'écart de fréquence normé et instantané  $y(t)$  est alors définie par :

$$y(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f(t)}{f_0} = \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{B.6})$$

En pratique, on s'intéresse aux valeurs moyennes de  $y(t)$  qui sont déduites des mesures de  $x(t)$  ou  $\varphi(t)$ . Sur un intervalle de temps de durée  $\tau$  à partir de la date  $t_k$ , la moyenne  $\bar{y}(t_k)$  est alors :

$$\bar{y}(t_k) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} y(u) du \quad (\text{B.7})$$

L'expression (B.7) peut alors se réécrire à partir de l'expression (B.6) :

$$\bar{y}(t_k) = \frac{x(t_k + \tau) - x(t_k)}{\tau} \quad (\text{B.8})$$

La moyenne de l'écart de fréquence normé entre deux instants dépend de la durée de l'intervalle considéré. Pour des raisons pratiques, on notera  $\bar{y}_k$  pour  $\bar{y}(t_k)$  et  $x_k$  pour  $x(t_k)$ .

## B.2 Caractérisation du bruit

Dans le domaine fréquentiel, le bruit se caractérise par sa densité spectrale, alors qu'il est défini par sa variance dans le domaine temporel.

### B.2.1 Le domaine fréquentiel : Densité spectrale

Dans le domaine fréquentiel, on utilise les propriétés de la transformée de Fourier de la fonction représentant les variations de fréquences du signal ou d'écart de temps. En général, les données disponibles sont une série discrète ou des valeurs mesurées qui imposent l'existence d'une fréquence de coupure.

La stabilité des oscillateurs peut être évaluée à partir de leur densité spectrale. Pour des processus  $y(t)$  aléatoires stationnaires, la densité spectrale est définie à partir de la fonction d'autocorrélation  $R_y(\tau)$  donnée par :

$$R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} y(t)y(t+\tau) dt \quad (\text{B.9})$$

A partir de cette fonction d'autocorrélation, il est possible de calculer la densité spectrale bilatérale  $S_y^B(f)$  par une transformée de Fourier :

$$S_y^B(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_y(\tau)e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (\text{B.10})$$

La densité spectrale peut être interprétée comme la répartition de l'énergie du signal considéré dans l'espace des fréquences. Par exemple, pour un signal  $y(t)$  sinusoïdal de fréquence  $f_0$  de la forme  $y(t) = \sin(2\pi f_0 t)$ , la totalité de son énergie sera répartie entre les fréquences  $f_0$  et  $-f_0$ . Dans le cas étudié, la fonction d'autocorrélation  $R_p(\tau)$  est réelle, ce qui implique que la densité spectrale bilatérale est paire. Il est donc possible de simplifier l'expression (B.10) et de ne considérer que les fréquences positives du spectre. La densité spectrale unilatérale est alors définie par :

$$S_y(f) = 2 S_y^B(f) \quad \text{Pour } 0 < f < \infty \quad (\text{B.11})$$

L'instabilité de la partie aléatoire de la fréquence d'un oscillateur est caractérisée par la densité spectrale  $S_y(f)$  de l'écart de fréquence normé et instantané. L'expérience montre que les bruits affectant un oscillateur peuvent être modélisés dans cette densité spectrale par la loi de puissance en fonction de la forme :

$$S_y^B(f) = \sum_{\alpha=-2}^{\alpha=2} h_\alpha f^\alpha \quad (\text{B.12})$$

- $h_\alpha$  : Coefficients indépendants de la fréquence
- $\alpha$  : Chaque terme correspond à une modulation particulière

Le Tableau **B.1** présente les différents types de bruits qui peuvent contribuer à l'instabilité de fréquence et de temps.

**Tableau B.1** : Processus de bruit traduisant l'instabilité de fréquence et de temps

$\alpha$	Bruit
2	Bruit blanc de phase
1	Bruit de scintillation de phase
0	Bruit blanc de fréquence
-1	Bruit de scintillation de fréquence
-2	Bruit de fréquence en marche aléatoire

Le bruit blanc est généralement dû au bruit de l'électronique. A température ambiante, il existe deux bruits blancs : le bruit de grenaille et le bruit de diffusion qui sont essentiellement dus à la partie active de l'oscillateur. Le bruit de grenaille résulte de la nature corpusculaire du courant généré par le passage de porteurs de charges au travers d'une barrière de courant. Le bruit de diffusion ou bruit thermique provient des fluctuations de trajectoire et de vitesse des électrons libres causés par des interactions du réseau cristallin dans lequel ils se déplacent. Au dessus du zéro absolu, l'agitation thermique des porteurs induit des collisions qui sont responsables de ces fluctuations. Ce bruit est considéré comme le bruit minimum généré par un composant.

Le bruit blanc est donc par nature irréversible et constitue par conséquent la limite inférieure du bruit observable.

Le bruit de scintillation traduit une évolution inversement proportionnelle à la fréquence.

## B.2.2 Le domaine temporel : Variance

Il est impossible de mesurer la valeur instantanée d'une grandeur temporelle car un certain laps de temps est toujours nécessaire pour faire une mesure.

Une mesure de fréquence correspond à une moyenne effectuée par un temps  $\tau$ , à partir d'un instant  $t_k$  (B.7). La répétition de  $\bar{y}(t_k)$  donne un ensemble d'échantillons de valeurs aléatoires. On peut alors définir la valeur moyenne de N échantillons et la variance vraie :

$$\langle \bar{y}_k \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \quad (\text{B.13})$$

Pour une série infinie d'échantillons, la variance vraie se définit comme la moyenne du carré des écarts à la moyenne :

$$I^2(\tau) = \langle (\bar{y}_k - \bar{y})^2 \rangle \quad (\text{B.14})$$

-  $\bar{y}(t_k)$  : Moyenne sur un intervalle de durée  $\tau$  entre les instants  $t_k$  et  $t_k + \tau$  définie selon l'équation (B.7)

- $\bar{y}$  : Moyenne des échantillons  $\bar{y}(t_k)$  considérés
- $\langle \quad \rangle$  : Moyenne sur tous les échantillons

La variance vraie nécessite un nombre infini d'échantillons. Une autre définition de la variance peut être adoptée à partir d'un ensemble fini de  $N$  échantillons de valeurs de fréquence  $\bar{y}_k$  mesurées sur des intervalles de temps  $\tau$  avec une période de répétition  $T$ .

$$\sigma_y^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N \left( \bar{y}_k - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \bar{y}_i \right)^2 \quad (\text{B.15})$$

Le calcul d'une variance permet d'évaluer la dispersion d'une distribution en fonction du temps. La variation de l'intervalle de temps  $\tau$  sur lequel est évalué la variance permet de tracer une courbe directement dépendante de la nature du bruit.

La variance vraie peut également s'exprimer en fonction de la densité spectrale :

$$I^2(\tau) = \int_0^{\infty} S_y(f) |H_{\tau}(f)|^2 df \quad (\text{B.16})$$

La fonction de transfert de l'opérateur variance est un sinus cardinal [133]. Par conséquent le calcul de la variance en fonction de la densité spectrale s'exprime de la façon suivante :

$$I^2(\tau) = \sum_{\alpha=-2}^{\alpha=2} h_{\alpha} \int_0^{\infty} f^{\alpha} \left( \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right)^2 df \quad (\text{B.17})$$

Pour certaines valeurs du paramètre  $\alpha$ , les intégrales considérées ne convergent pas car les fonctions ne sont pas intégrables. Autrement dit, pour certains bruits caractéristiques des oscillateurs, la variance classique ne peut pas être calculée.

La variance vraie ne permettant pas de caractériser tous les types de bruits rencontrés dans les oscillateurs, une autre variance appelée variance d'Allan a été développée afin d'étudier la dispersion des signaux [134].

### B.3 Variance d'Allan

La commission de l'IEEE a proposée la variance d'Allan afin de répondre aux besoins du domaine Temps/Fréquence nécessitant de comparer les résultats de mesures de stabilité de fréquence. C'est une variance à deux échantillons ( $N=2$ ) et prise sans temps mort ( $T=\tau$ ) qui consiste à évaluer le carré de l'écart à la moyenne pour des données fréquentielles acquises à intervalles de temps réguliers :

$$\sigma_y^2(\tau) = \sigma_y^2(2, \tau, \tau) = \left\langle \sum_{k=1}^2 \left( \bar{y}_k - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \bar{y}_i \right)^2 \right\rangle \quad (\text{B.18})$$

Elle peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\bar{y}_{k+1} - \bar{y})^2 \rangle = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^N (\bar{y}_{k+1} - \bar{y})^2 \quad (\text{B.19})$$

où  $\bar{y}_k$  et  $\bar{y}_{k+1}$  sont des moyennes successives d'écart de fréquence normées calculées sur une durée  $\tau$ .

En utilisant l'équation (B.8), la variance d'Allan peut s'exprimer en fonction d'échantillons temporels sont la forme :

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2} \langle (x_{k+1} - 2x_k + x_{k-1})^2 \rangle \quad (\text{B.20})$$

En pratique, la variance d'Allan est évaluée en utilisant une procédure par recouvrement. Cette méthode permet d'augmenter artificiellement le nombre de mesures d'écart de fréquence afin de réduire considérablement les intervalles de confiance. Bien que les échantillons considérés ne soient plus indépendants, il a été démontré que cette procédure n'introduisait pas de biais dans le calcul [135].

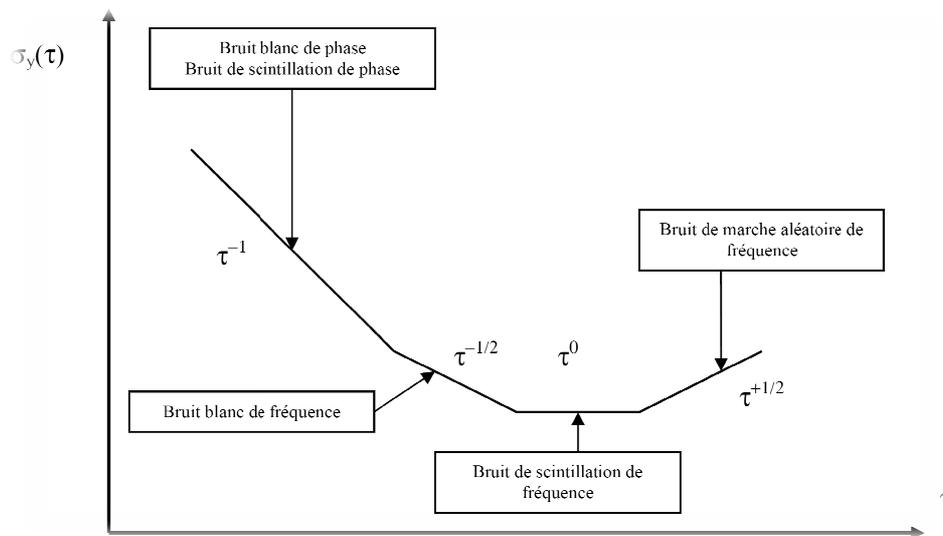
La variance d'Allan peut également s'exprimer à partir de la densité spectrale de puissance  $S_y(f)$  :

$$\sigma_y^2(\tau) = 2 \int_0^\infty S_y(f) |H_A(f)|^2 df \quad (\text{B.21})$$

Où :  $|H_A(f)|^2 = \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{\pi f \tau^2}$

L'équation (B.21) permet d'établir l'expression de la variance d'Allan associée à chacune des composantes de bruit perturbant l'oscillateur. La loi de variation de l'écart type d'Allan  $\sigma_y(\tau)$  représenté en coordonnées logarithmiques permet alors de déterminer les bruits perturbant l'oscillateur étudié.

La Figure B.1 décrit les dépendances de l'écart type d'Allan pour les cinq bruits considérés en fonction du temps d'intégration dans une représentation bi-logarithmique.



**Figure B.1 :** Tracé bi-logarithmique de l'écart type d'Allan [133]

Seuls les signaux aléatoires ont été considérés pour le moment. Cependant la variance d'Allan peut également permettre de détecter des signaux déterministes comme une dérive linéaire de la fréquence ou d'un signal périodique perturbateur [133]. En effet, le bruit de dérive de fréquence se caractérise par une pente  $\alpha = +2$  sur la courbe de variance d'Allan. Par conséquent, un comportement de l'écart type suivant une loi en  $\tau^2$  est la signature d'une dérive linéaire de la fréquence. Les signaux périodiques ont eux aussi une signature bien particulière lors du calcul de la variance d'Allan. Sur un tracé bi-logarithmique d'écart-type d'Allan, un terme périodique de période  $T_0$  apparaîtra comme une succession de bosses dont le sommet est atteint pour chaque multiple impair de la demi-période  $T_0/2$ .

## B.4 Dérivées de la variance d'Allan

L'écart-type d'Allan rencontre tout de même certaines limites. Cet outil ne permet pas de différencier les modulations dues à un bruit blanc de phase ou à un bruit de scintillation de phase (Figure B.1). De plus, la variance d'Allan est un estimateur sans biais seulement pour un bruit blanc de fréquence. D'autres développements ont donc été menés afin de remédier à ces problèmes.

### B.4.1 La variance d'Allan modifiée

L'introduction d'une nouvelle variance, la variance d'Allan modifiée, notée  $Mod\sigma_y^2(\tau)$ , permet de distinguer le bruit blanc et le bruit de scintillation de phase. Si l'on considère un ensemble  $x_k$  de mesures échantillonnées à la période  $\tau_0$ , alors la variance d'Allan modifiée est donnée par l'expression :

$$Mod\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2m^2} \left\langle \sum_{i=1}^n (\bar{y}_{i+m} - \bar{y}_i)^2 \right\rangle \quad (B.22)$$

où  $m$  est donné par  $\tau = m \cdot \tau_0$  et les moyennes  $\bar{y}_k$  s'écrivent :

$$\bar{y}_k = \frac{1}{m} \sum_{i=k}^{k+m-1} y_i = \frac{x_{k+m} - x_k}{m\tau_0} \quad (B.23)$$

La combinaison des deux expressions précédentes (B.22) et (B.23) fournit la formulation mathématique de la variance d'Allan modifiée :

$$Mod\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2m^2\tau^2(N-3m+1)} \sum_{j=1}^{N-3m+1} \left[ \sum_{i=j}^{j+m} (x_{i+2m} - 2x_{i+m} + x_i) \right]^2 \quad (B.24)$$

Pour  $m=1$ , l'expression de la variance d'Allan est rétablie. Cette loi a par contre la propriété de donner des fonctions de  $\tau$  différentes pour les bruits blancs de phase et les bruits de scintillation de phase. Pour les autres types de bruit, l'utilisation de la variance d'Allan modifiée ne procure pas d'avantage particulier.

Comme pour la variance d'Allan, la variance d'Allan modifiée peut être exprimée en fonction de la densité qui permet d'établir l'expression de cette loi en fonction des composantes de bruit perturbant l'oscillateur [133]. Sa fonction de transfert est :

$$H_\tau(f) = 2 \frac{\sin^6(\pi f \tau)}{m^2(\pi f \tau)^2 \sin(\pi f \tau_0)} \quad (B.25)$$

Comme pour la variance d'Allan, le calcul de cette loi converge pour l'ensemble des puissances présentées dans l'expression (B.12). De plus, elle permet d'estimer la variance sans biais lors d'une modulation de bruit blanc de phase.

La Figure B.2 décrit les dépendances de l'écart type d'Allan modifiée pour les cinq bruits considérés en fonction du temps d'intégration dans une représentation bilogarithmique.

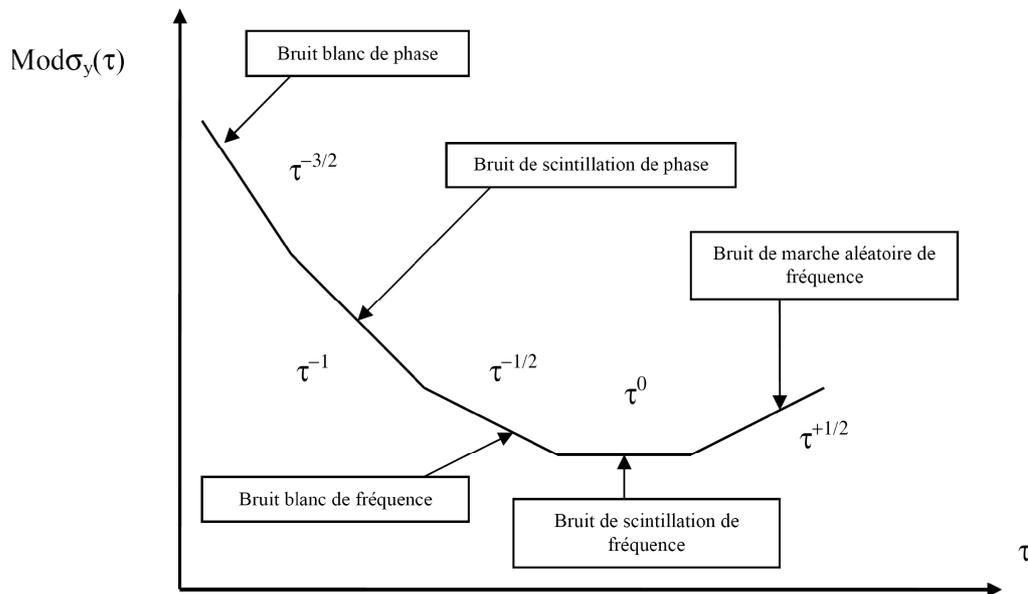


Figure B.2 : Tracé bi-logarithmique de l'écart type d'Allan modifié [133]

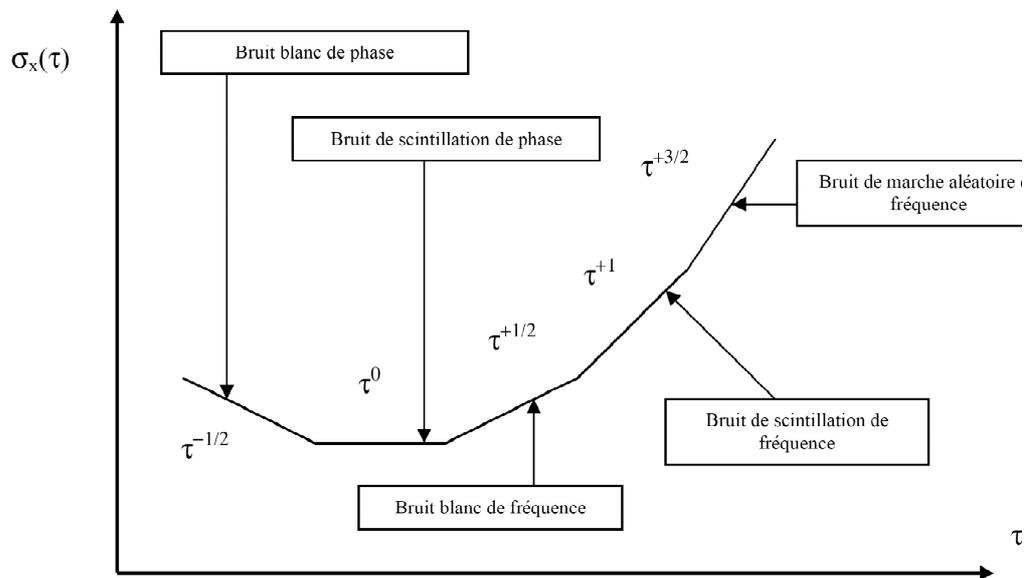
#### B.4.2 La variance d'Allan temporelle

Les variances d'Allan classique et modifiée conviennent parfaitement pour des oscillateurs dont la caractéristique principale est la fréquence. Cependant, pour les méthodes de transfert de temps, la variable essentielle est la phase. Il a donc été estimé utile d'introduire une nouvelle variance, appelée variance d'Allan temporelle, afin de caractériser les instabilités temporelles de ces systèmes. Elle s'exprime en fonction de la variance d'Allan modifiée  $Mod\sigma_y$  :

$$\sigma_x^2(\tau) = \frac{\tau^2}{3} Mod\sigma_y^2(\tau) \quad (\text{B.26})$$

Le calcul de cette variance converge pour les cinq types de bruits. De plus, elle donne accès à la valeur non biaisée de la variance pour le bruit blanc de phase [133].

La Figure B.3 décrit les dépendances de l'écart type d'Allan temporel pour les cinq bruits considérés en fonction du temps d'intégration dans une représentation bilogarithmique.



**Figure B.3 :** Tracé bi-logarithmique de l'écart type d'Allan temporel [133]

La variance temporelle s'adapte particulièrement bien à l'étude des bruits de phase. En effet, il est aisé de distinguer les modulations de bruit blanc de phase, de scintillation de phase et de marche aléatoire de phase avec cet outil statistique, car la variation relative des pentes en fonction du temps d'intégration  $\tau$  est plus grande [133].

# Annexe C

## Principe du programme d'étalonnage empirique

### C.1 Programme principal de l'étalonnage empirique

- ♦ **Calcul de Bi'**: (Cf. section C.2)
  - Lancement de la fonction rawdat.m
  - Données de sortie : Vecteur de MJD (*midnight*), vecteur du nom des stations (*stats*), vecteur du nom des laboratoires (*labs*), vecteur des erreurs détectées (*CLKi-IGRST*), matrice de [UTC-UTC(i)]<sub>T</sub> (*UTC-UTCi*) pour chaque MJD et chaque station, matrice des Bi'(*Bp*), matrice de  $\sigma$ Bi'(*Bp\_sig*), matrice de [CLK(i)-GPST]<sub>IGS</sub>(*CLKi-GPST*) et matrice de  $\sigma$ [CLK(i)-GPST]<sub>IGS</sub> (*CLKi-GPST\_sig*) pour chaque MJD, chaque station et chaque produit
  
- ♦ **Calcul de dG1 : Devenu inutile : Suppression du programme actuel**  
*Pour chaque MJD utilisé pour le calcul de Bi': (Boucle)*
  - Décompte dans la table tblNAvstarID du nombre de satellites pour les blocs de satellites II/IA et IIR pour le MJD étudié (Données utilisées par l'IGS)
  - Données de sortie : Nombre de satellites pour les blocs II/IA (*nii*) et IIR (*niir*) défini par l'IGS
  
  - Recherche dans une matrice fournie au début du programme pour le MJD étudié du nombre de satellites et du décalage attribué pour les blocs de satellites II/IA et IIR (Données utilisées par le BIPM)
  - Données de sortie : Nombre de satellites pour les blocs II/IA (*nii\_b*) et IIR (*niir\_b*) et déplacement attribué pour les blocs II/IA (*onii\_b*) et IIR (*oniir\_b*) défini par le BIPM
  
  - Application de la formule suivante:  
$$dG1 = (nii*1.023 - nii_b*onii_b) + (niir*0 - niir_b*oniir_b) / (nii+niir) / c * 1e^9$$
  - Données de sortie : Vecteur de dG1 (*dG1*) pour chaque MJD

- ♦ **Calcul de dG2 : *Devenu inutile : Suppression du programme actuel***
  - Sélection dans la table *tblBroadcastTgd* des DCB (DCB récupérés sur le serveur *ftp://ftp.unibe.ch/aiub/CODE/*) pour les MJD sont compris dans la plage de MJD utilisés pour le calcul de Bi'
  - Interpolation des DCB pour les MJD de la table *tblBroadcastTgd* pour obtenir les valeurs de DCB pour les MJD utilisés pour le calcul de Bi'
  - $dG2 = 1.54573 \cdot \text{résultat de l'interpolation}$
  - Données de sortie : Vecteur de dG2 (*dG2*) pour chaque MJD
  
- ♦ **Création d'un Bi' moyen :**

Pour le nombre de stations : (boucle)

  - $\text{Bi}'_{\text{moy}}(\text{MJD}, \text{station}) = (\text{Bi}'(\text{MJD}, \text{station}, \text{rapide}) + \text{Bi}'(\text{MJD}, \text{station}, \text{final}))/2$
  - $\sigma_{\text{Bi}'_{\text{moy}}}(\text{MJD}, \text{station}) = \sqrt{(\sigma_{\text{Bi}'(\text{MJD}, \text{station}, \text{rapide})})^2 + (\sigma_{\text{Bi}'(\text{MJD}, \text{station}, \text{final})})^2}$
  - Données de sortie : Matrice de Bi' moyen (*Bp*) pour chaque MJD, chaque station et chaque produit
  
- ♦ **Remplacement des points aberrants par NaN :**
  - Lancement de la fonction *stablebiases.m*
  - Données de sortie : Vecteur des indices des points aberrants (*out{i}*) et vecteur des MJD sans ces points (*rangeC{i}*)
  - $\text{Bi}'(\text{Indice des Ptaberrant}, \text{Station}, \text{Rapid/Final}) = \text{Nan}$
  - $\text{Bi}'_{\text{moy}}(\text{Indice des Ptaberrant}, \text{Station}, \text{Rapid/Final}) = \text{Nan}$
  - Données de sortie : Matrice de Bi' (*Bp*) et matrice de Bi'moy (*Bp\_RF*) pour chaque MJD, chaque station et chaque produit dont les valeurs des points aberrants ont été remplacées par Nan
  
- ♦ **Suppression des lignes contenant moins de cinq points :**
  - Remplacement des valeurs de Bi' par NaN si le nombre de biais par MJD est inférieur à 5
  - Données de sortie : Matrice des Bi' (*Bp*) pour chaque MJD ,chaque station et chaque produit dont les lignes contenant moins de cinq ont été remplacées par Nan
  
- ♦ **Application de la correction dG1+dG2 :**
  - $\text{Bi}'(\text{MJD}, \text{Station}, \text{Rapide}) = \text{Bi}'(\text{MJD}, \text{Station}, \text{Rapide}) - \text{matrice}(\text{dG1}+\text{dG2})$
  - $\text{Bi}'(\text{MJD}, \text{Station}, \text{Final}) = \text{Bi}'(\text{MJD}, \text{Station}, \text{Final}) - \text{matrice}(\text{dG1}+\text{dG2})$
  - Données de sortie : Matrice de Bi' (*Bp*) et matrice des matrices Bi'moy (*Bp\_RF*) corrigée de la différence des définitions utilisées par le BIPM et l'IGS pour les valeurs d'offset du centre de phase et du centre de masse de chaque bloc de satellites et des DCB pour chaque MJD, chaque station et chaque produit
  
- ♦ **Identification des stations qui vont contribuer à la correction dg:**

Choix de l'utilisateur : AMC2, BRUS, IENG, KGN0, NPLD, NRL1, OBET, PTBB, TWTF, USNO, USN1, USN3, NISU

Lancement de la fonction intersection (Fonction Matlab)

- Données de sortie : Vecteur des noms des stations communs au choix de l'utilisation et au stations utilisées pour le calcul de  $B_k'(c)$ , vecteur des indices des noms des stations présentes dans le vecteur des stations utilisées pour le calcul de  $B_k'(ia)$ , vecteur des indices des noms des stations choisies par l'utilisateur (*ib*)

♦ **Application de la correction dg:** (CALIBRATE.M : Cf. section C.4)

Lancement de la fonction calibre.m

- Données de sortie: Matrice des  $B_i'$  corrigés calculés à partir des produits rapides (*CAL\_R*), matrice de  $B_i'$  corrigés calculées à partir des produits rapides pour chaque MJD (*CAL\_F*), chaque station et chaque produit et matrice de  $B_i'$  moyens pour chaque MJD et chaque station (*CAL\_RF*)

♦ **Edition du graphique** : Correction en fonction des MJD

- Données de sortie : Graphique de la correction issue des produits rapides en fonction des MJD, graphique de la correction issue des produits finaux en fonction des MJD

♦ **Ecriture des données d'étalonnage dans un fichier au format Rinex** (WRITERINEX.M : Cf. section C.4)

Lancement de la fonction writerinex.m

- Données de sortie : Etalonnage issu des produits rapides, étalonnage issu des produits finaux et étalonnage issue de la moyenne des deux types de produits pour chaque MJD et chaque station.

♦ **Création d'une table des valeurs d'étalonnage au format HTML:**

- Données de sortie : table d'étalonnage conçue de la manière suivante :

Rapid/Final				
Station	MJD	# Values	Mean $B_1$ (ns)	RMS $B_1$ (ns)

## C.2 Programme de calcul de $B_i'$

♦ **Initialisation des variables :**

- Sélection dans la table tblTimeLabs des noms des stations et des laboratoires qui vont être étalonner

- Données de sortie : Vecteur du nom des stations (*stas*) , vecteurs des noms des laboratoires (*labs*)

♦ **Extraction de (UTC-GPST)<sub>BIPM</sub> :**

- Sélection dans la table tblUTC (issue de la Circulaire T) de la variable C0 en nanosecondes et des MJD correspondants. Périodicité : 1 jour

- Allocation de variables du 1<sup>er</sup> MJD et du dernier MJD

- Données de sortie : Vecteur des MJD (*MJD*), vecteur de  $C0 = (UTC-GPST)_{BIPM}$  en nanosecondes à 0h UTC (*Phase*) pour chaque MJD, le 1<sup>er</sup> et le dernier MJD (*mj1st et mj2st*)

♦ **Interpolation des séries UTC-GPST à chaque passage à minuit :**

Fonction d'interpolation linéaire permettant de définir la valeur de UTC-GPST à minuit

- Données de sortie : Vecteur des séries UTC-GPST interpolées à 0h UTC (*UTC-GPST*) pour chaque MJD

♦ **Allocation de zones de mémoires :**

- Données de sortie : Allocation d'une matrice de la taille:

- Nbre MJD \* Nbre de stations pour la variable UTC-UTC(k) (*UTC\_UTC(i)*)

- Nbre MJD \* Nbre de stations \* 2 pour les variables Clk(k)-GPST (*CLKi-GPST*), Bk' (*Bp*) et  $\sigma Bk'$  (*Bp\_sig*)

Pour les produits rapides et finaux des produits IGS (boucle) :

♦ **Extraction de GPST-IGST :**

- Sélection dans la table tbl (issue des produits rapides et finaux de l'IGS) de la variable AR pour l'horloge GPST en nanosecondes\* $1e^{-9}$  et dont les valeurs sont comprises entre 0h UTC et 30minutes pour les MJD sélectionnées initialement.

Périodicité : 5 minutes

- Données de sortie : Vecteur de MJD (*MJDGPS\_IGS*) et vecteur de [GPST-IGST]<sub>IGS</sub> (*GPS\_IGS*) en nanosecondes toutes les 5 minutes de 0h UTC à 30 minutes pour chaque MJD

Pour chaque laboratoire présent dans la circulaire T (boucle) :

♦ **Extraction de UTC-UTC(k) :**

- Sélection dans la table tblUTC (issue de la Circulaire T) de UTC-UTC(k) en nanosecondes à 0h UTC pour les MJD sélectionnées initialement et pour chaque laboratoire . Périodicité : 5 jours

- Données de sortie : Vecteur MJD (*MJD*) tous les 5 jours à 0h UTC, matrice de UTC-UTC(k) (*Phase*) et matrice des MJD et UTC-UTC(k) (*circT(k,i)*) tous les 5 jours à 0h UTC pour chaque MJD et chaque station

♦ **Interpolation des séries UTC-UTC(k) à chaque passage à minuit :**

Fonction d'interpolation cubique permettant de définir la valeur UTC-UTC(k) à 0h UTC tous les jours et pour les produits rapides et finaux

- Données de sortie : Matrice des valeurs UTC-UTC(k,i) interpolées à 1 jour pour chaque passage à minuit (*UTC-UTCi(k,i)*) pour chaque MJD, chaque station et chaque produit

♦ **Extraction de Clk(k)-IGST :**

Sélection dans la table tbl (issue des produits rapides et finaux de l'IGS) de [Clk(k)-IGST]<sub>IGS</sub> en secondes  $\cdot 10^{-9}$  entre 0h UTC et 30 minutes pour les MJD définis initialement . Périodicité : 5 minutes

- Données de sortie : Vecteur des MJD (*MJDt*), matrice des variables [Clk(k)-IGST]<sub>IGS</sub> (*Phaset*) en nanosecondes, matrice de la correction d'horloges (*Sigmat*), matrice des MJD et des Clk(k)-IGST(*Clki\_IGSRT(k,i)*) tous les 5 minutes à 0h UTC pour chaque MJD, chaque station et pour chaque produit

♦ **Création de la différence Clk(i)-GPST=[Clk(i)-IGST]<sub>IGS</sub>-[GPST-IGST]<sub>IGS</sub>**

Intersection des MJD du fichier IGS et de la circulaire T

- Données de sortie : Vecteur de MJD correspondant au fichier IGS(*MJD*), matrice de [Clk(i)-IGST]<sub>IGS</sub> [GPST-IGST]<sub>IGS</sub> (*Phase*), matrice erreur sur la correction d'horloge (*Sigma*) pour chaque MJD, chaque station et pour chaque produit

♦ **Moyenne Clk(i) –GPST autour de minuit :**

Pour le nombre de jour (boucle):

-Sélection des MJD des fichiers IGS compris entre le 1<sup>er</sup> et le dernier MJD défini initialement

Détection et suppression de points aberrants supérieurs à 10 fois l'erreur sur la correction d'horloge:

Lancement de la fonction wmean.m (Cf. section C.4)

- Données de sortie : Matrice de la moyenne pondérée de [Clk(i)-GPST]<sub>IGS</sub> (*wm*) et de l'erreur pondérée sur la correction d'horloge (*wrms*) pour chaque MJD, chaque station et chaque produit

Application de la formule suivante :

test = abs(Phase (I)-wm) > 10\* wrms

- Données de sortie : Matrice de [Clk(i)-GPST]<sub>IGS</sub> (*CLKi-GPST*) où les points dont la valeur absolue de la différence entre la valeur et la valeur moyenne est supérieure à 10 fois l'erreur sur la correction d'horloge ont été remplacés par Nan pour chaque MJD, chaque station et chaque produit

♦ **Calcul de Bk et sBk**

$B_k = Clk\_GPST(j,k,i) - UTC\_GPST + UTC\_UTCi(j,k)$

$\sigma B_k = Clki\_GPST\_sig(j,k,i)$

- Données de sortie : Matrice de Bk' (*Bp*) et de  $\sigma B_k'$  (*Bp\_sig*) pour chaque MJD, chaque laboratoire et chaque produit

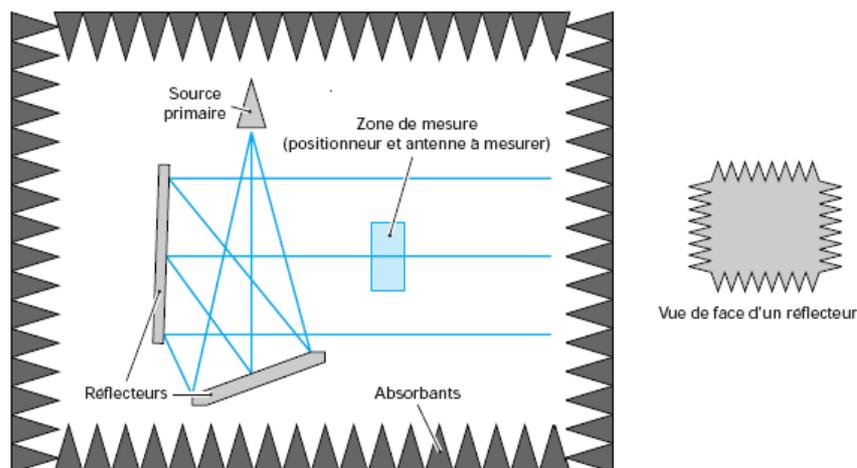


## Annexe D

### Caractérisation des antennes

#### D.1 Principe de mesures en base compacte

Lors d'une mesure en champ lointain, l'onde incidente provenant de l'antenne d'émission doit être plane sur toute l'ouverture de l'antenne. Pour cela, la distance entre les deux antennes doit être supérieure à  $D$  qui est la plus grande dimension de l'antenne à mesurer. Une telle onde quasi plane est obtenue dans le plan d'ouverture d'un système focalisant. Si une antenne à caractériser est placée dans ce plan, tout se passe en première approximation comme si elle était en champ lointain. L'avantage considérable de cette technique de mesure est que la base est très courte. Ce moyen de caractérisation est appelée base compacte. Les bases compactes sont constituées d'un ensemble de réflecteurs fournissant un volume réduit et non perturbé (vis-à-vis de la dimension du plus grand réflecteur) où l'on installe l'antenne à mesurer sur un positionneur permettant de faire varier sa direction vis-à-vis de l'onde plane incidente (Figure D.1).



**Figure D.1** : Principe de mesure en base compacte [77]

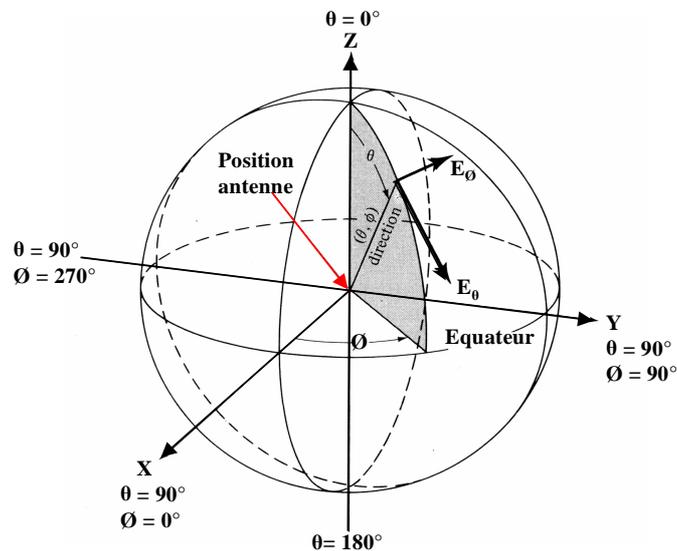
La base compacte être située dans une chambre anéchoïque afin de réduire au maximum les réflexions du signal utile. Afin que l'onde ait une amplitude constante sur toute

l'ouverture de l'antenne à mesurer, le réflecteur doit avoir une dimension beaucoup plus grande que l'antenne étudiée.

## D.2 Caractéristique des antennes [136]

### D.2.1 Rayonnement et gain

Les mesures de rayonnement sont effectuées en utilisant les moyens de la BCMA (Base Compacte de Mesures d'Antennes) du service Antennes du CNES. L'antenne est fixée sur un positionneur de mesure à l'aide d'une interface spécifique. Les composantes linéaires ( $E_\theta$  et  $E_\phi$ ) sont directement relevées dans un repère sphérique (Figure D.2) puis transposées ensuite par un logiciel en polarisation circulaire droite et gauche.



**Figure D.2 :** Repère sphérique de mesure

L'antenne sous test est alignée dans le repère de la base de mesure (grâce aux mouvements des axes gisement supérieur et site du positionneur) en cherchant le niveau maximal dans la polarisation considérée, comme on le ferait en condition réelle d'utilisation si l'antenne pointait sur un satellite. Cet alignement est réalisé pour le plan  $\phi=0^\circ$ .

Pour caractériser le rayonnement, quatre coupes sont mesurées ( $\phi$  variant de 0 à  $135^\circ$  par pas de  $45^\circ$ ) pour chacune des fréquences. La directivité de l'antenne est alors calculée à partir de ces relevés.

Le gain est mesuré par comparaison à un cornet étalon (la précision de mesure est estimée à  $\pm 0,5$  dB) et permet par différence avec la directivité de donner la perte globale de l'antenne référencée au connecteur d'entrée.

*Les diagrammes de rayonnement sont référencés à la directivité calculée à partir des diagrammes mesurés ou référencés en gain par rapport au cornet étalon (en bleu : droite, en rouge : gauche).*

## D.2.2 Centre de phase

Lors de la mesure du diagramme en champ lointain, on considère que l'antenne sous test tourne autour de son centre de phase lorsque le diagramme de phase présente, dans un intervalle angulaire donné, une variation crête à crête minimale.

En pratique, cela revient à déplacer l'antenne afin de faire coïncider l'origine du référentiel antenne avec l'origine du référentiel de mesure. Ce déplacement peut être réalisé au moment de la mesure à l'aide des positionneurs autorisant un déplacement longitudinal et transversal, ou à posteriori en recalculant le diagramme de phase mesuré à l'aide d'un logiciel de traitement.

La position du centre de phase par rapport à un plan de référence est ensuite déterminée en mesurant la distance de celui-ci par rapport à l'axe de rotation. Cette mesure est réalisée pour plusieurs intervalles angulaires pour une ou deux fréquences en fonction des antennes caractérisées. La précision de mesure est estimée à  $\pm 2\text{mm}$ .

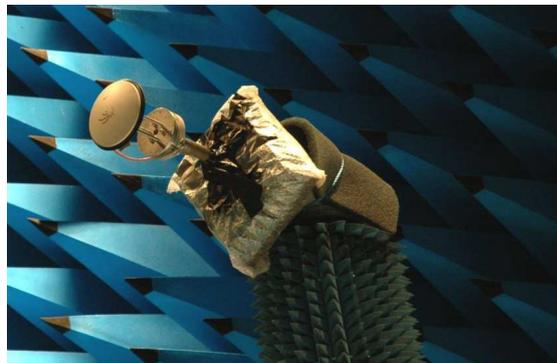
*Les courbes de phase présentées dans le rapport sont en bleu pour la phase à  $\phi=0^\circ$  et en rouge pour la phase à  $\phi=90^\circ$ .*

## D.3 Rapport de mesures

### D.3.1 Antenne NOVATEL 704-X

#### o Description

L'antenne mesurée est une antenne NOVATEL 704-X [86] dont le numéro de série est P/N : 01017637 et la référence CNES (N° chrono) est 2120060.



**Figure D.3 :** Mesure d'une antenne Novatel 704-X dans la BCMA

- Diagrammes de rayonnement en directivité

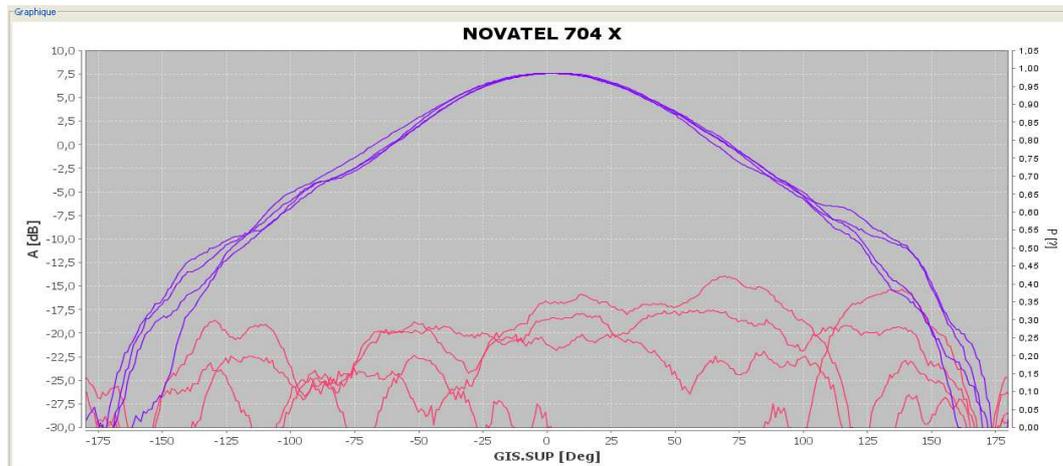


Figure D. 4 : Diagramme de rayonnement en directivité à pour L1

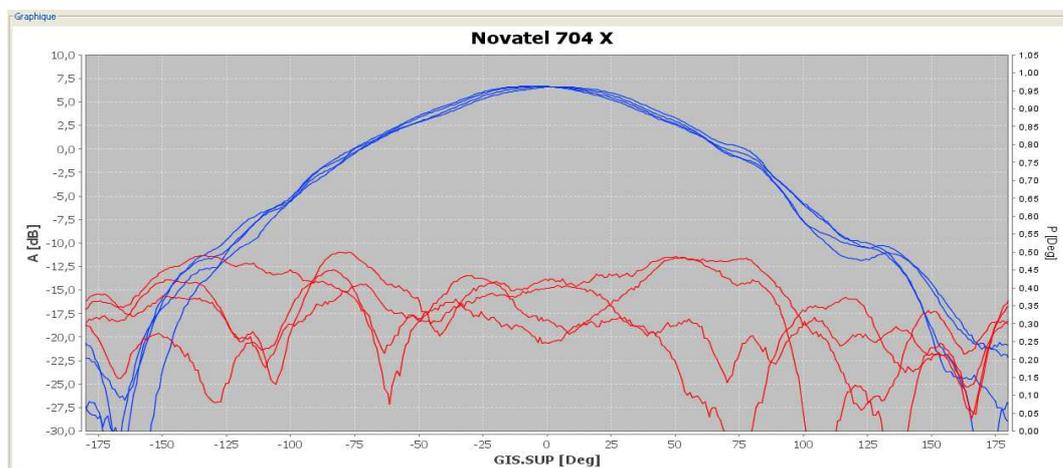


Figure D.5 : Diagramme de rayonnement en directivité à L2

- Diagrammes de rayonnement en gain

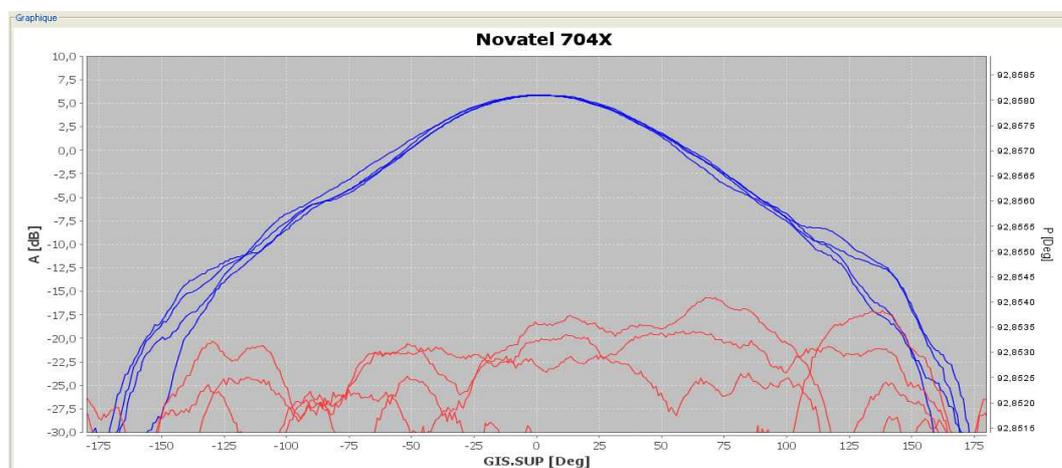


Figure D.6 : Diagramme de rayonnement en gain à L1

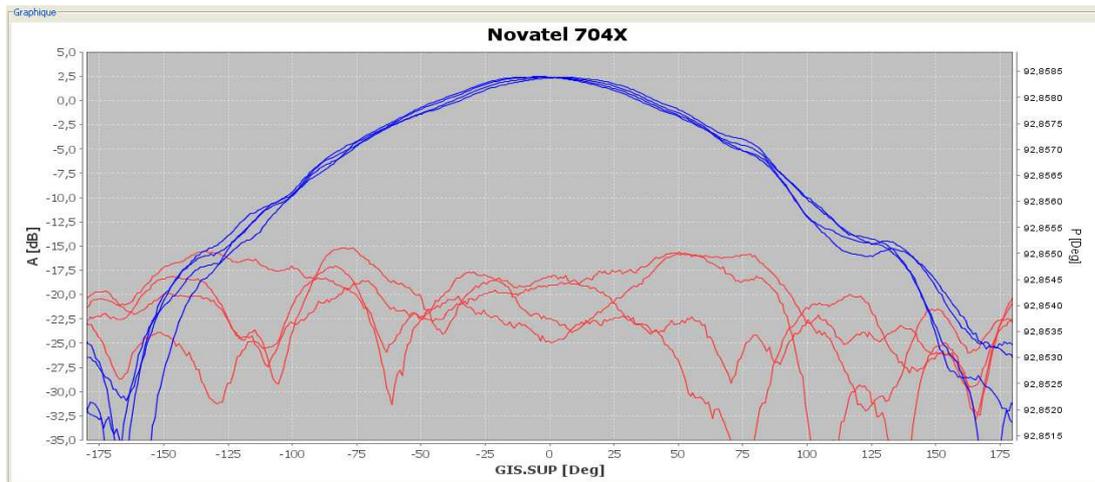


Figure D.7 : Diagramme de rayonnement en gain à L2

### o Centre de phase

Le calcul de la position du centre de phase pour cette antenne donne :

Ouverture	Variation de phase	Position du centre de phase [mm]	
		L2	L1
$-60^\circ < \theta < 60^\circ$	$\leq 4^\circ$	54	48,5
$-70^\circ < \theta < 70^\circ$	$\leq 6^\circ$	55	50
$-80^\circ < \theta < 80^\circ$	$\leq 13^\circ$	52	52
$-90^\circ < \theta < 90^\circ$	$\leq 14^\circ$	49	53

La position moyenne pour les 2 fréquences et les 4 ouvertures confondues est 51,69 mm. Le constructeur fournit pour cette antenne une position du centre de phase par rapport au plan de pose de 52 mm. Nous considérons donc que le centre de phase déterminé pour le CNES est le même compte tenu de la précision de mesure.

En 2008, une antenne similaire avait été mesurée (Novatel 704-X n° de série 01017637) et la position moyenne pour les 8 fréquences confondues (comprises entre 1,17645 GHz et 1,60475 GHz) était de 59 mm +/- 3 mm du plan de pose pour une ouverture de  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$  et une variation de phase  $\leq 7^\circ$  [89]. Pour L1 le centre de phase était de 56,2 mm. On note un delta de 3 mm par rapport à la mesure actuelle. Après analyse, il apparaît que ces 3 mm sont dus à un biais parfaitement identifié sur une prise de côté du positionneur : si ce biais est pris en compte, les positions de centre de phase mesurés dans les campagnes 2008 et 2011 sont les mêmes.

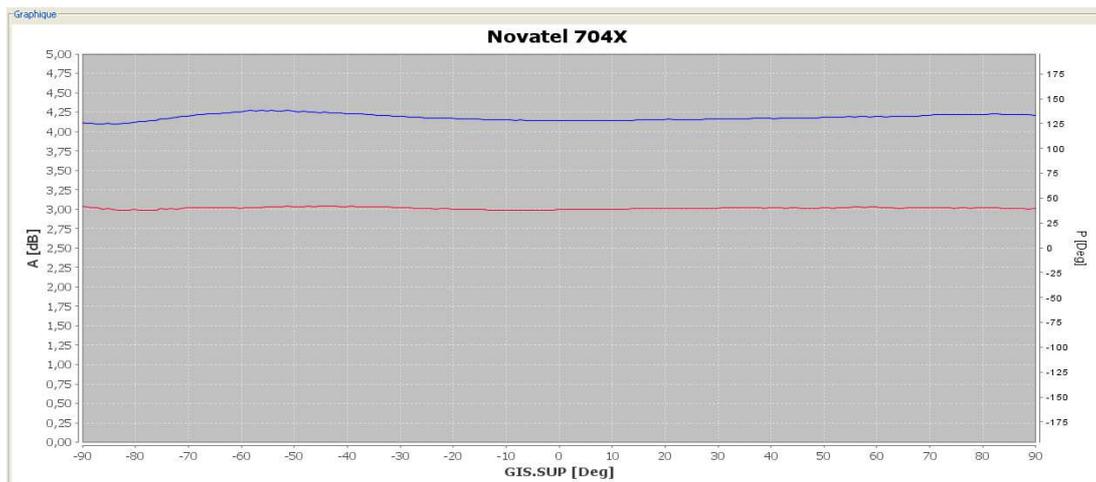


Figure D.8 : Phase à L1

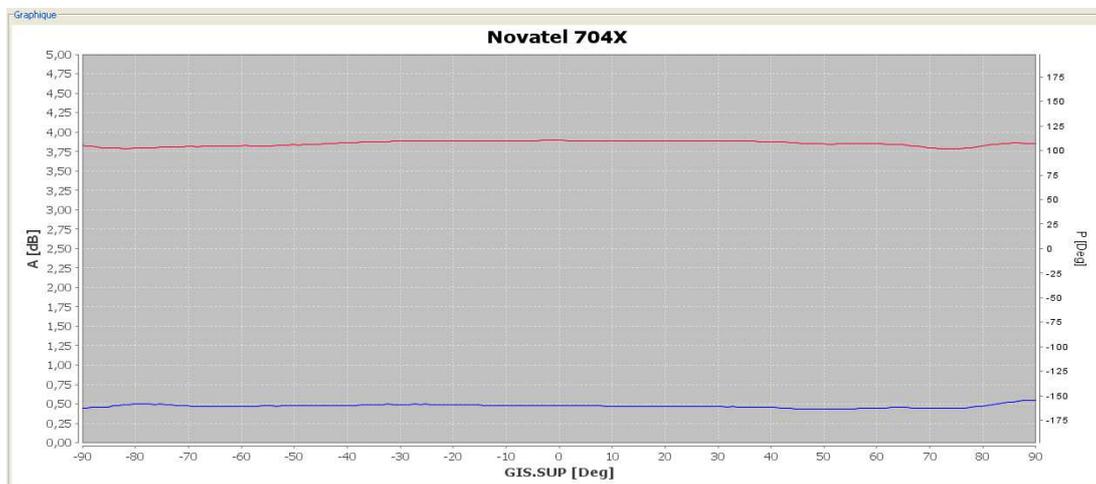


Figure D.9 : Phase à L2

### D.3.2 Antenne NOVATEL 702-GG

#### o Description

L'antenne mesurée est une antenne NOVATEL 702-GG-GPS dont le numéro de série est P/N : 01017577 et le numéro chrono CNES : 2131832. Cette antenne est alimentée via un bloc DC par une tension de 12V. La consommation en courant est de 39 mA et le gain du LNA est de 29 dB.

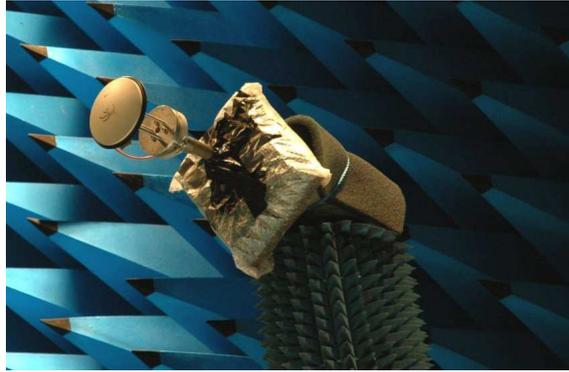


Figure D.10 : Mesure d'une antenne Novatel 702-GG dans la BCMA

o Diagrammes de rayonnement en directivité

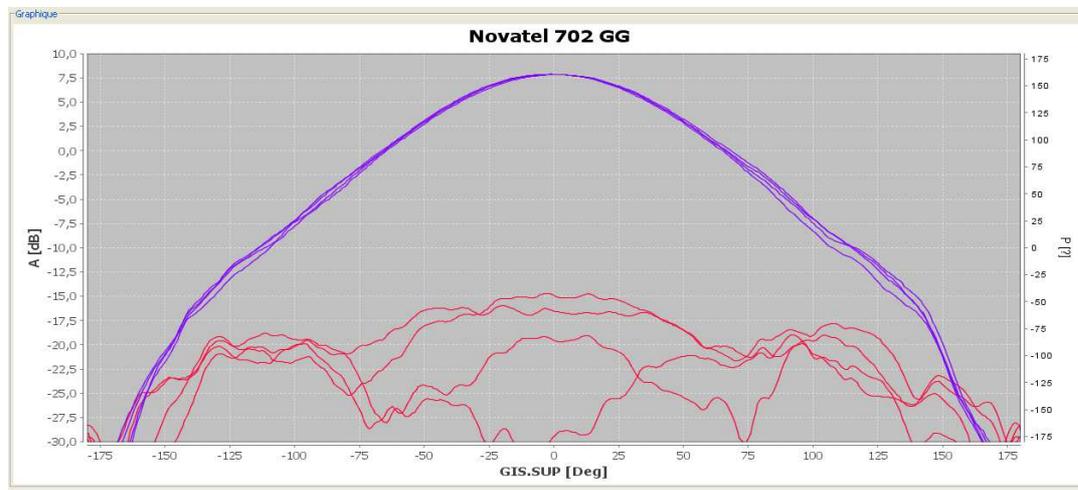


Figure D.11 : Diagramme de rayonnement en directivité à L1

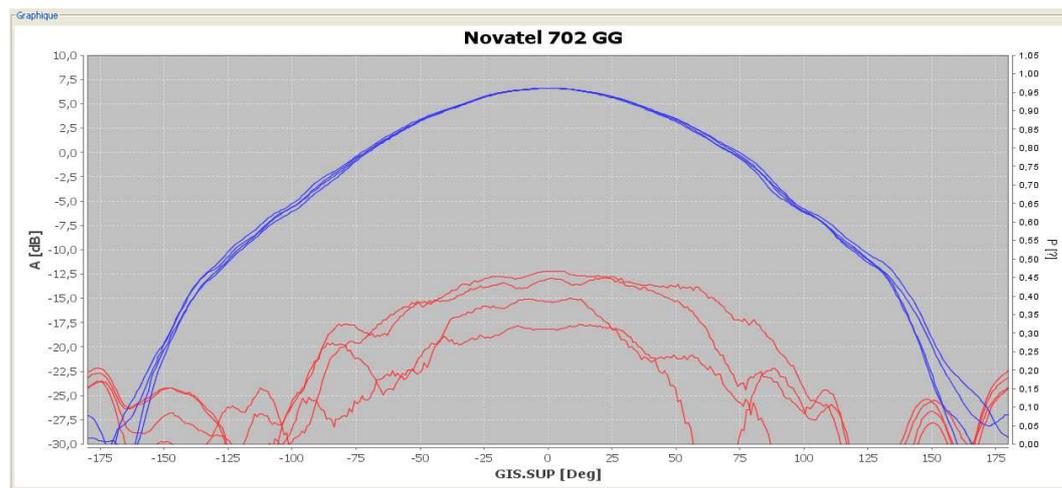


Figure D. 12 : Diagramme de rayonnement en directivité à L2

○ Diagrammes de rayonnement en gain

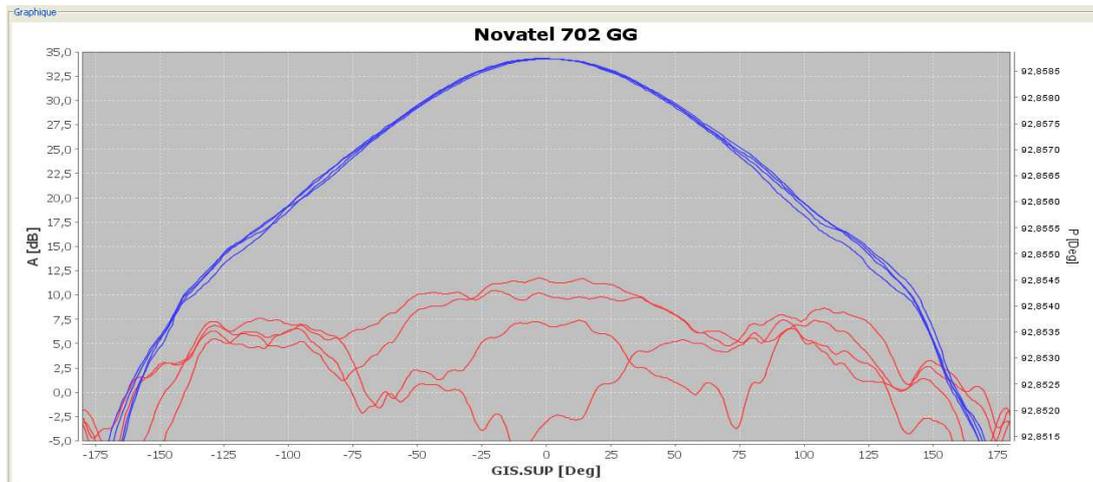


Figure D. 13 : Diagramme de rayonnement en gain à L1

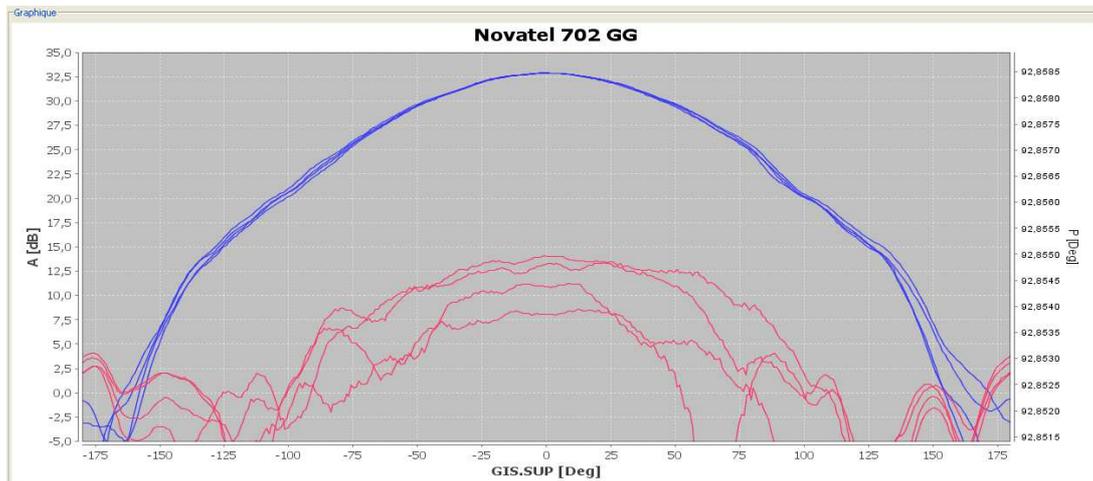


Figure D. 14 : Diagramme de rayonnement en gain à L2

○ Centre de phase

Le calcul de la position du centre de phase pour cette antenne donne :

Ouverture	Variation du centre de phase	Position du centre de phase [mm]	
		L1	L2
$60^\circ < \theta < 60^\circ$	$\leq 3$	59	56
$-70^\circ < \theta < 70^\circ$	$\leq 3^\circ$	57	55
$-80^\circ < \theta < 80^\circ$	$\leq 4^\circ$	55.5	56
$-90^\circ < \theta < 90^\circ$	$\leq 4^\circ$	55	56

La position moyenne pour les 2 fréquences et les 4 ouvertures confondues est 56,19 mm. Le constructeur donne pour cette antenne une position du centre de phase par rapport au plan de pose de 65 mm.

### D.3.3 Antenne ASHTECH CHOKE-RING

#### o Description

L'antenne mesurée est une antenne Ashtech Choke-ring dont le numéro de série est Part n°701073 rev :3. Cette antenne est alimentée via un bloc DC par une tension de 12V. La consommation en courant est de 41mA et le gain du LNA est de  $38 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$  pour L1 et  $39 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$  pour L2.

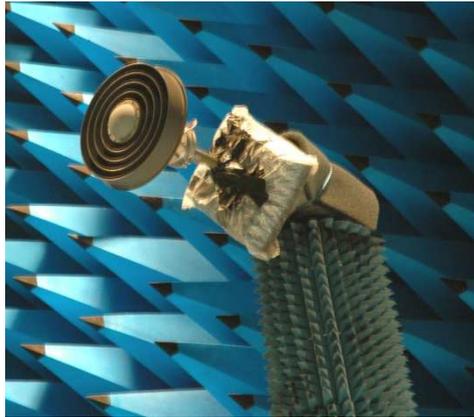


Figure D.15 : Mesure d'une antenne Ashtech Choke-ring dans la BCMA

#### o Diagrammes de rayonnement en directivité

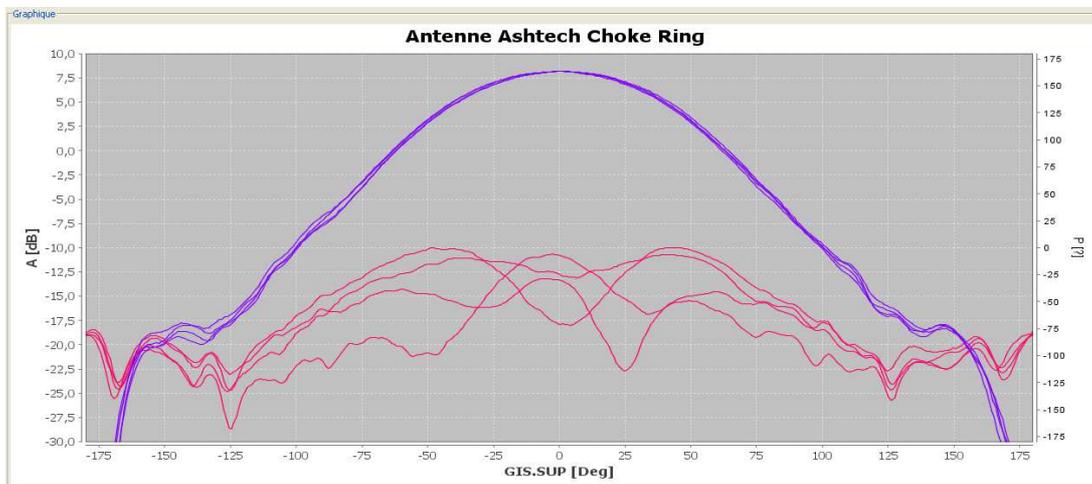
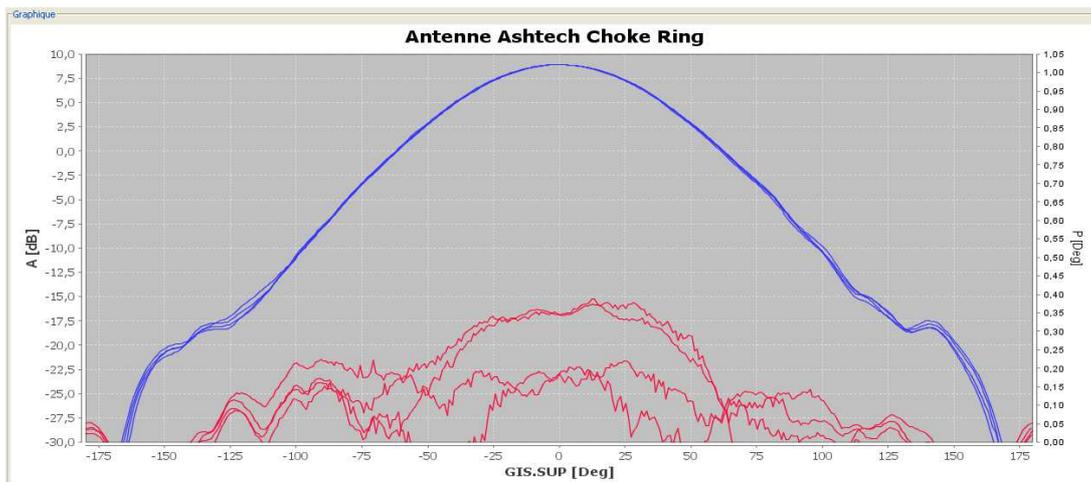
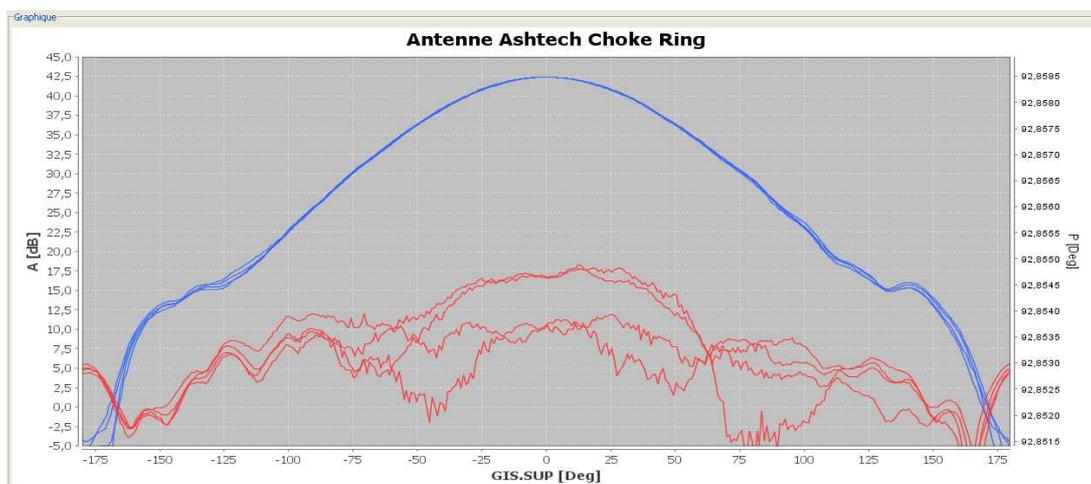
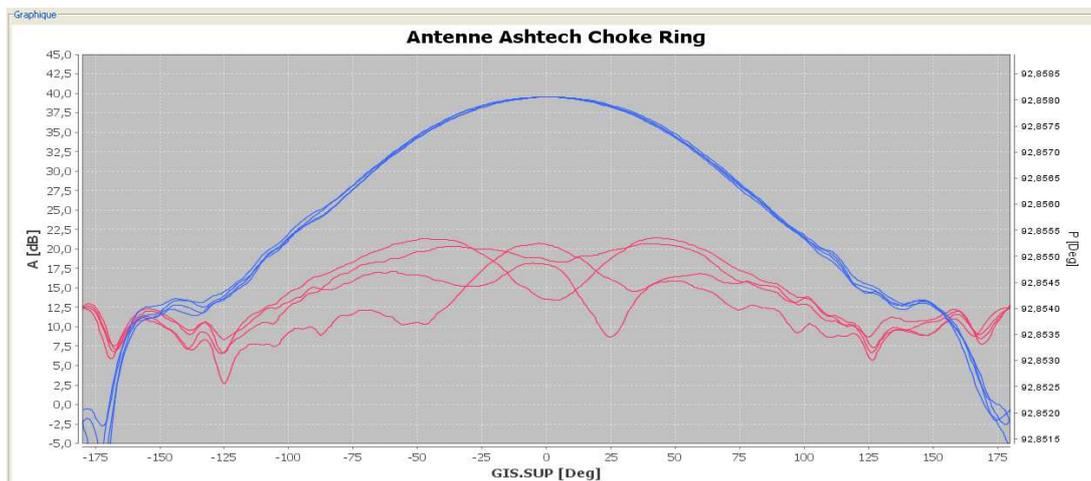


Figure D.16 : Diagramme de rayonnement en directivité à L1



○ Diagrammes de rayonnement en gain



○ **Centre de phase**

Le calcul du centre de phase pour cette antenne donne :

Ouverture	Variation du centre de phase	Position du centre de phase [mm]	
		L1	L2
$-60^\circ < \theta < 60^\circ$	$\leq 10^\circ$	100	67
$-70^\circ < \theta < 70^\circ$	$\leq 15^\circ$	107	77
$-80^\circ < \theta < 80^\circ$	$\leq 20^\circ$	112	87
$-90^\circ < \theta < 90^\circ$	$\leq 25^\circ$	116	95
$-100^\circ < \theta < 100^\circ$	$\leq 30^\circ$	123	101
$-110^\circ < \theta < 110^\circ$	$\leq 40^\circ$	131	108

Le constructeur donne pour ce type d'antennes une position du centre de phase par rapport au plan de pose de 109 mm pour L1 et de 127,9 mm pour L2.



# Annexe E

## Fonctionnement des équipements

### E.1 Compteur d'intervalle de temps

Un compteur d'intervalle de temps, aussi appelé intervalloètre, est un instrument de mesure permettant de déterminer des intervalles de temps, des temps de montée, des largeurs d'impulsion, de réaliser des mesures de fréquences, de phases entre deux signaux ou de compter des événements.

Pour les besoins de cette thèse, seul le mode de mesure d'intervalle de temps sera utilisé. Le signal reçu à l'entrée A fournit l'impulsion de départ alors que le signal fourni à l'entrée B déterminera l'impulsion d'arrêt. L'appareil mesure ensuite le temps écoulé entre les deux signaux. N'importe quel type de signaux peut être envoyé sur les deux entrées. Ils sont mis en forme par des circuits de déclenchement appelés "triggers" qui possèdent généralement un inverseur afin de choisir la polarité de déclenchement (front montant ou descendant des signaux d'entrée). Le départ et l'arrêt de la mesure s'effectue pour un certain niveau de tension appelé le niveau de Trigger dont la valeur est fixée par l'opérateur pour chaque entrée.

Le principe de fonctionnement d'un intervalloètre illustré à la Figure E.1 est extrait de la référence [104].

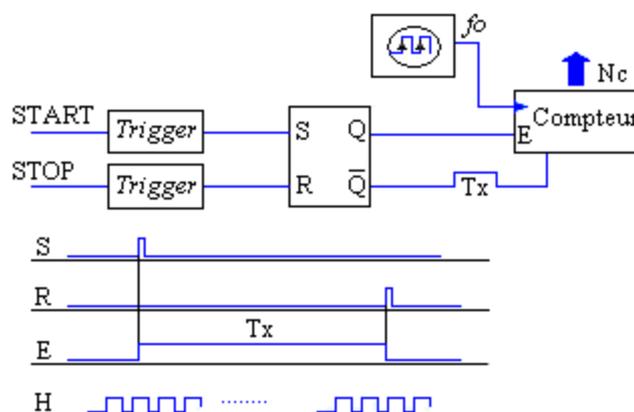


Figure E.1 : Principe de fonctionnement d'un intervalloètre [104]

- $S$  : Entrée 1 de la bascule (Set)
- $R$  : Entrée 2 de la bascule (Reset)
- $E$  : Signal de validation du compteur
- $H$  : Signal d'horloge
- $T_x$  : Mesure d'intervalle de temps entre les impulsions de départ et d'arrêt

La mesure consiste à déterminer la durée entre le signal de départ START et le signal d'arrêt STOP. La première information fournie par le signal de départ (Start) démarre le comptage du signal  $f_0$  en activant l'entrée de validation du compteur E qui est arrêté à la première information du signal d'arrêt (Stop) suivante. Cette action est réalisée avec une bascule RS (Reset, Set) qui permet de stocker une information jusqu'à ce qu'elle soit effacée par une autre. Le compteur dénombre ensuite les impulsions de l'horloge  $N_c$  pendant le temps  $T_x$  compris entre les tops de départ et d'arrêt. On peut donc estimer le temps  $T_x$  grâce à la connaissance de la période de l'horloge de référence :

$$T_x = N_c \cdot T_0 = N_c / f_0 \quad (\text{E.1})$$

- $T_x$  : Temps mesuré [s]
- $N_c$  : Contenu du compteur en temps réel
- $T_0$  : Période de l'horloge de référence [s]
- $f_0$  : Fréquence de référence [Hz]

Le signal d'horloge est produit à partir d'un oscillateur à quartz. Celui-ci peut être asservi à un signal d'horloge de référence (5 ou 10 MHz) fourni par les générateurs de fréquence des laboratoires.

#### ○ Principe de fonctionnement

Pour déterminer un intervalle de temps en utilisant un TIC (Time Interval Counter), il est donc nécessaire de compter le nombre de cycle d'une horloge de référence pendant une période du signal. Cependant, quelle que soit la méthode utilisée, la synchronisation de la grandeur de référence et du signal à mesurer n'est jamais parfaite. Il peut donc y avoir des résidus temporels fractionnaires  $T_a$  et  $T_b$  au début et à la fin du comptage. L'intervalle de temps mesuré  $\Delta T$  est alors décomposé en trois parties :

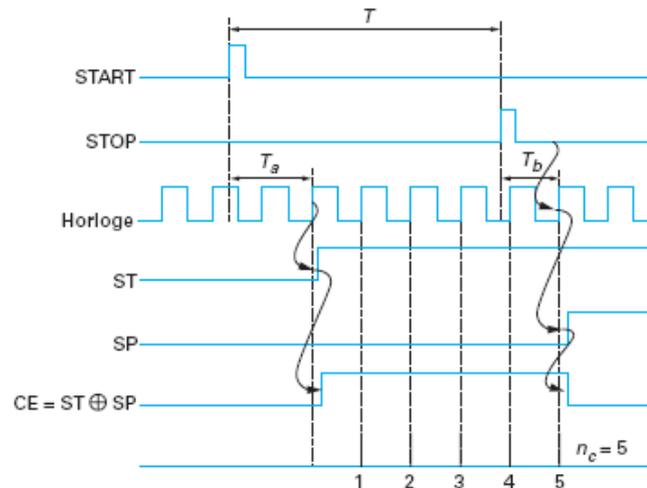
$$\Delta T = N_c \cdot T_0 + T_a - T_b \quad (\text{E.2})$$

- $\Delta T$  : Période de temps mesurée [s]
- $N_c$  : Contenu du compteur en temps réel
- $T_0$  : Période de l'horloge de référence [s]
- $T_a$  et  $T_b$  : Temps résiduels [s]

Des méthodes ont été mises en place pour déterminer ces temps résiduels afin d'améliorer la résolution de ce type d'instrument. Les compteurs d'intervalles de temps utilisés dans le cadre des activités de cette thèse sont des Stanford Research Systems

SR620. Leurs mesures sont basées sur une technique d'interpolation proposée par Ronald Nutt qui combine une conversion Temps/Amplitude et Analogique/Numérique [137]. La description de cette méthode est inspirée de la référence [104] qui fournit une explication complète de son principe de fonctionnement.

Avec cette technique, une valeur approximative est tout d'abord mesurée ( $N_c T_0$ ) en temps réel par un compteur grossier puis les résidus de temps sont déterminés à l'aide de deux interpolateurs : on dit alors qu'il s'agit d'une interpolation double. La Figure E.2 illustre le principe de cette technique qui est devenue très populaire grâce à la simplicité de son concept, son faible coût et une grande étendue de mesure.



**Figure E.2 :** Méthode d'interpolation Nutt [104]

Les intervalles de temps  $T_a$  et  $T_b$  sont mesurés entre le premier front des impulsions de signaux d'entrée (START et STOP) et la deuxième impulsion d'horloge la plus proche. La détection se fait sur la seconde impulsion car la première partie de la caractéristique de transfert des compteurs de temps numériques est fortement non linéaire. Des signaux internes  $ST$  et  $SP$  sont générés pour créer le signal de validation du compteur grossier. Les temps résiduels sont déterminés avec un étireur de temps. Les intervalles  $T_a$  et  $T_b$  sont étirés par les facteurs  $K_a$  et  $K_b$  puis comptés pour obtenir les contenus de compte  $N_a$  et  $N_b$ . En notant les résolutions respectives par  $\tau_a = T_0/K_a$  et  $\tau_b = T_0/K_b$ , les temps résiduels sont définis de la manière suivante :

$$T_a \approx N_a \cdot \tau_a \text{ et } T_b \approx N_b \cdot \tau_b \quad (\text{E.3})$$

En employant cette technique, il existe trois sources d'erreurs qui devront être prises en compte dans le bilan d'incertitudes : la non-linéarité des deux interpolateurs, la résolution de l'appareil et le jitter. Ce dernier terme est causé par le bruit inhérent aux composants, aux signaux externes et à l'environnement.

## E.2 Analyseur de Réseau Vectoriel

Un analyseur de réseau est un instrument de mesure destiné à caractériser un dipôle (ou quadripôle) actif ou passif en mesurant ses paramètres S. Cette mesure fournit un jeu de paramètres décrivant le comportement du dispositif sous test. Ce type d'équipement peut être scalaire, c'est-à-dire qu'il permet de mesurer le module du signal. Il peut aussi être vectoriel et fournira alors le module et la phase du signal.

### o Paramètres S

Les paramètres S (de l'anglais *Scattering parameters*) aussi appelés paramètres de répartition sont utilisés pour décrire le comportement de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée [105].

Un diagramme de fluence<sup>14</sup> peut être utilisé pour analyser le comportement d'un système électronique [106]. Avec cette méthode, un quadripôle est représenté par deux entrées composées de deux nœuds à chaque port, un pour l'onde incidente et l'autre pour l'onde réfléchie.

Considérant le quadripôle suivant :

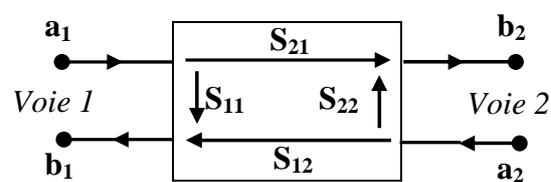


Figure E.3 : Schéma d'un quadripôle à 2 voies

L'onde incidente sur les deux ports est représentée par les nœuds  $a$  et l'onde réfléchie par les nœuds  $b$ . Quand l'onde incidente entre par la voie 1 au nœud  $a_1$ , la partie réfléchie au travers de  $S_{11}$  ressortira par le nœud  $b_1$ . La partie restante sera transmise au travers du paramètre  $S_{21}$  et quittera le réseau par le nœud  $b_2$ . Si l'onde incidente entre par la voie 2, l'onde réfléchie sortira par le nœud  $b_2$  au travers de  $S_{22}$ . L'autre partie de l'onde transitera au travers de  $S_{12}$  et quittera le circuit au nœud  $b_1$ .

D'après le diagramme de fluence, on peut écrire :

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (\text{E.4})$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (\text{E.5})$$

<sup>14</sup> Un diagramme de fluence est une représentation graphique d'un système d'équations linéaires permettant d'analyser un système électronique.

En conséquence, si  $a_2=0$ , ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion vue à l'entrée et  $S_{21}$  le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie.

De la même manière si  $a_1=0$ , ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors  $S_{22}$  est le coefficient de réflexion en sortie et  $S_{12}$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée. Il est donc possible d'exprimer les paramètres S de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{\text{Signal réfléchi au port 1}}{\text{Signal incident au port 1}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{E.6})$$

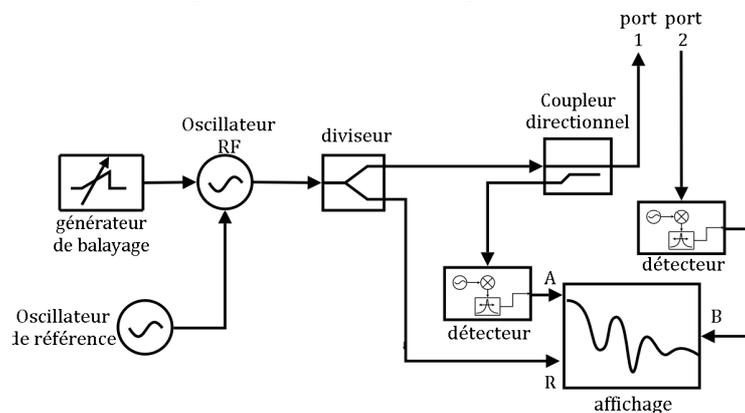
$$S_{21} = \frac{\text{Signal transmis au port 2}}{\text{Signal incident au port 1}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{E.7})$$

$$S_{12} = \frac{\text{Signal transmis au port 1}}{\text{Signal incident au port 2}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (\text{E.8})$$

$$S_{22} = \frac{\text{Signal réfléchi au port 2}}{\text{Signal incident au port 2}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (\text{E.9})$$

### o Schéma de principe

Pour pouvoir calculer les paramètres S, il est nécessaire de connaître les signaux réfléchis et transmis par le système mais aussi le signal incident appliqué à l'élément à caractériser. La Figure E.4 présente un schéma simplifié du fonctionnement d'un analyseur de réseau vectoriel pour une mesure des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  :



**Figure E.4 :** Schéma de principe d'un analyseur de réseau [138]

Le signal d'un ARV est généré par une source radiofréquence, généralement un synthétiseur dont la fréquence varie au cours du temps (phénomène de balayage). La séparation des ondes incidentes, réfléchies et transmises se fait grâce à des coupleurs intégrés ou à l'aide d'un diviseur de puissance. Une partie du signal est prélevée afin de servir de référence alors que l'autre partie attaque l'élément sous test. Une portion du signal est ensuite réfléchi par le composant étudié tandis que l'autre partie le traverse. À partir de ces signaux, il est possible de calculer les coefficients de transmission et réflexion du quadripôle. Lors de la mesure des paramètres S, le signal de la source

alimente la voie 1 pour déterminer les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  puis est appliqué à la voie 2 pour caractériser les paramètres  $S_{22}$  et  $S_{12}$ . Une fois le dispositif connecté, l'analyseur commute automatiquement la source pour effectuer la mesure de tous les paramètres S en envoyant le signal sur le port 1 puis sur le port 2. L'ARV mesure ensuite le module et la phase des signaux afin de calculer les paramètres S.

Les mesures effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel sont elles aussi entachées d'un certain nombre d'erreurs :

- Des erreurs systématiques qui sont dues aux imperfections de l'appareil. Elles sont invariantes dans le temps et peuvent être corrigées par un étalonnage.
- Des erreurs aléatoires dont la principale cause est le bruit interne des composants. Elles sont imprévisibles et ne peuvent pas être corrigées.

#### ○ Corrections des erreurs systématiques

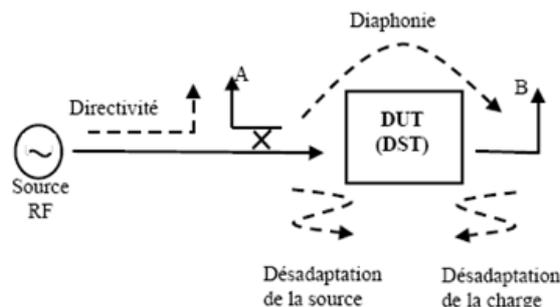
On distingue quatre types d'erreurs systématiques [109] :

- Les erreurs de directivité ( $E_D$ ) : Elles sont principalement occasionnées par le coupleur (ou un pont) de la source de l'analyseur. Un signal de fuite se superpose au signal réfléchi par le dispositif sous test et engendre donc des erreurs lors de mesure en réflexion.

- Les erreurs de désadaptation ( $E_S/E_C$ ) : Elles sont engendrées par une désadaptation des ports de l'équipement par rapport à l'impédance de référence ou de la source RF. La désadaptation entraîne la réflexion d'une partie du signal qui devait être transmise au port d'entrée du composant à tester. Le même concept s'applique à l'impédance de sortie du DUT. On parle alors respectivement de la désadaptation de la source ( $E_S$ ) et de la désadaptation de la charge ( $E_C$ ). Ce défaut se traduit par une variation en amplitude et en phase du signal incident appliqué au dispositif à mesurer en fonction du facteur de réflexion et de la fréquence.

- Les erreurs de diaphonie ou d'isolation ( $E_X$ ) : Elles représentent toutes les quantités du signal incident émises ou conduites depuis le port 1 et détectées au port 2 sans avoir traversées le dispositif étudié.

- Les erreurs liées à la réponse fréquentielle du système ( $E_R/E_T$ ) : Elles sont engendrées par la variation des caractéristiques électriques (pertes d'insertion, déphasage) entre les deux voies de test et de référence en fonction de la fréquence.



**Figure E.5 :** Représentation des erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel

La correction des erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel repose sur la résolution de son diagramme de fluence. Ces biais sont déterminés en effectuant un étalonnage de l'appareil, nommé par abus de langage calibration, qui permet également de définir les plans de référence de mesure. Cette opération consiste à mesurer la réponse en fréquence d'éléments étalonnés (circuit ouvert, court circuit ou charge adaptée) contenu dans un kit d'étalonnage. Ces mesures sont réalisées successivement et les valeurs obtenues sont comparées à celles attendues par l'appareil. Lors de la caractérisation d'un dispositif inconnu, ces biais seront automatiquement soustraits de la mesure pour ne conserver que la réponse du dispositif. Actuellement, il existe principalement trois techniques d'étalonnage : la technique classique (SOLT), la technique de précision (TRL) et la technique moderne (E-CAL) [109]. L'étalonnage doit être adapté à la mesure qui sera réalisée afin que l'ensemble des erreurs entrant en jeu lors de l'évaluation du dispositif sous test soient corrigées.

La résolution des deux modèles d'erreurs présentés est extraite de la référence [109].

#### o Mesure en réflexion : Modèle d'erreurs à 1 voie

La Figure E.6 représente le diagramme de fluence d'une mesure en réflexion lors de la mesure du paramètre  $S_{11}$ .

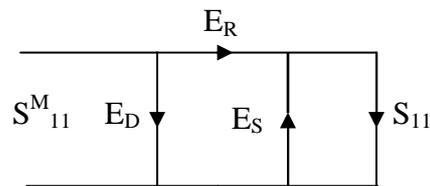


Figure E.6 : Diagramme de fluence d'une mesure en réflexion [109]

$S_{11}$  : Paramètre  $S_{11}$

$S_{11}^M$  : Paramètre  $S_{11}$  mesuré

$E_D$  : Erreur liée à la directivité

$E_S$  : Erreur liée à la désadaptation de la source

$E_R$  : Erreur liée à la réponse en fréquence du système

La résolution de ce diagramme donne :

$$S_{11M} = E_D + \frac{S_{11}E_R}{1 - E_S S_{11}} \quad (\text{E.10})$$

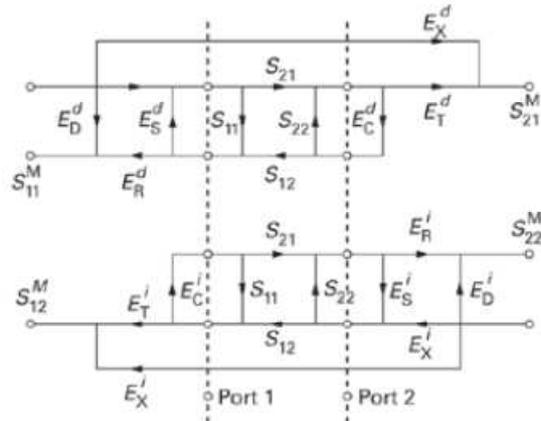
Le diagramme de fluence pour une mesure en réflexion ne fait intervenir qu'un seul port de l'analyseur et est constitué de trois termes d'erreur liées à la directivité ( $E_D$ ), à la désadaptation ( $E_S$ ) et à la réponse fréquentielle du système ( $E_R$ ).

L'équation obtenue lie le  $S_{11}$  mesuré ( $S_{11}^M$ ) au  $S_{11}$  théorique grâce à trois paramètres d'erreurs qui peuvent être déterminés par la mesure d'un court-circuit, d'un circuit ouvert et d'une charge adaptée. Il est ainsi possible d'obtenir un système de trois

équations à trois inconnues qui est résolu par l'analyseur de réseau. Les paramètres d'erreurs ainsi déterminés sont mémorisés par l'ARV et seront appliqués lors des mesures réalisées par l'équipement.

○ **Mesure en transmission : Modèle d'erreurs à 2 voies**

La Figure E.7 représente les deux diagrammes de fluence (sens direct et sens inverse) d'une mesure en transmission lors de la mesure du paramètre  $S_{21}$ .



**Figure E.7 :** Diagramme de fluence d'une mesure en transmission [109]

- $S_{ij}^M$  : Paramètre  $S_{ij}$  mesuré
- $S_{ij}$  : Paramètre  $S_{ij}$  corrigé
- $E_D$  : Erreur liée à la directivité
- $E_S$  : Erreur liée à la désadaptation de la source
- $E_T/E_R$  : Erreur liée à la réponse en fréquence du système
- $E_X$  : Erreur de diaphonie
- $E_C$  : Erreur liée à la désadaptation de la charge

Pour les mesures réalisées dans le sens direct, les termes d'erreurs correspondants sont affectés de l'exposant ( $d$ ) alors que pour celles se faisant dans le sens inverse, les termes d'erreurs correspondants sont affectés de l'exposant ( $i$ ).

Les quatre paramètres  $S$  corrigés sont définis en fonction des paramètres  $S$  mesurés ( $S_{ij}^M$ ) et des douze termes d'erreurs :

$$S_{11} = \frac{1}{D} \left\{ \left( \frac{S_{11}^M - E_D^d}{E_R^d} \right) \left[ 1 + \left( \frac{S_{22}^M - E_D^i}{E_R^i} \right) E_S^i \right] \right\} - \left[ \left( \frac{S_{21}^M - E_X^d}{E_T^d} \right) \left( \frac{S_{12}^M - E_X^i}{E_T^i} \right) E_C^d \right] \quad (\text{E.11})$$

$$S_{22} = \frac{1}{D} \left\{ \left( \frac{S_{22}^M - E_D^i}{E_R^i} \right) \left[ 1 + \left( \frac{S_{11}^M - E_D^d}{E_R^d} \right) E_S^d \right] - \left[ \left( \frac{S_{21}^M - E_X^d}{E_T^d} \right) \left( \frac{S_{12}^M - E_X^i}{E_T^i} \right) E_C^i \right] \right\} \quad (\text{E.12})$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left[ 1 + \left( \frac{S_{22}^M - E_D^i}{E_R^i} \right) (E_S^i - E_C^d) \right] \left( \frac{S_{21}^M - E_X^d}{E_T^d} \right) \quad (\text{E.13})$$

$$S_{12} = \frac{1}{D} \left[ 1 + \left( \frac{S_{11}^M - E_D^d}{E_R^d} \right) (E_S^d - E_C^i) \right] \left( \frac{S_{12}^M - E_X^i}{E_T^i} \right) \quad (\text{E.14})$$

$$D = \left[ 1 + \left( \frac{S_{11}^M - E_D^d}{E_R^d} \right) E_S^d \right] \left[ 1 + \left( \frac{S_{22}^M - E_D^i}{E_R^i} \right) E_S^i \right] - \left[ \left( \frac{S_{21}^M - E_X^d}{E_T^d} \right) \left( \frac{S_{12}^M - E_X^i}{E_T^i} \right) E_C^d E_C^i \right] \quad (\text{E.15})$$

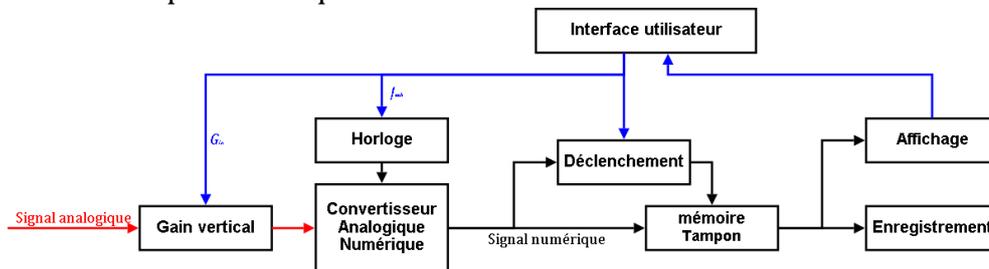
Le modèle d'erreurs à deux voies est plus complexe car lors d'une mesure en transmission, il n'y a plus trois mais douze inconnues à déterminer. En effet dans ce cas, les imperfections des éléments à caractériser influent sur la mesure du facteur de réflexion en entrée et réciproquement. D'autre part, les fuites et la diaphonie entre les deux voies de l'analyseur doivent être prises en compte.

Les termes  $E_D$ ,  $E_S$ ,  $E_R$  sont déterminés à partir des mesures de trois étalons de réflexion pour chacune des voies comme pour le modèle à une seule voie. Les deux termes de diaphonie  $E_X$  sont déterminés en faisant les deux mesures de transmission en directe et en inverse, lorsque les deux voies sont connectées chacune à une charge adaptée. Les deux termes  $E_C$  sont définis à partir de deux mesures en réflexion lorsque les deux voies sont reliées entre elles. Les mesures en transmission correspondantes permettent de déterminer les termes  $E_T$ .

### E.3 Oscilloscope

Un oscilloscope est un instrument de mesure fournissant une représentation graphique d'un signal électrique ou de diverses autres grandeurs physiques (préalablement transformées en tension à l'aide d'un convertisseur adapté) en fonction du temps [108]. L'axe vertical représente l'amplitude du signal traduit par une tension électrique alors que l'axe horizontal représente le temps. Il existe deux types d'oscilloscope : analogique ou numérique. Les équipements analogiques fonctionnent par déflexion électrique d'un faisceau d'électrons en fonction de la tension mesurée. Ces équipements sont en voie d'obsolescence et sont de plus en plus remplacés par les appareils numériques qui sont plus performants et moins encombrants.

L'oscilloscope numérique convertit un signal analogique en une suite de valeurs numériques [138]. Cette technique présente l'avantage de permettre à la fois la visualisation des signaux, leur enregistrement et l'application de traitements numériques sur les acquisitions. La Figure E.8 présente un diagramme de fonctionnement simplifié d'un oscilloscope numérique.



**Figure E.8 :** Diagramme de fonctionnement simplifié d'un oscilloscope numérique [138]

La toute première étape consiste à appliquer un gain au signal afin de limiter le bruit de quantification du Convertisseur Analogique/Numérique (CAN) qui numérise le signal périodiquement et d'éviter ainsi un écrêtage du signal. Le CAN est commandé par une horloge interne dont la fréquence d'échantillonnage peut être réglée par l'utilisateur. Les données issues du CAN sont ensuite transférées continuellement à une mémoire tampon dont la taille va déterminer la capacité maximale d'acquisition. Le déclenchement de l'acquisition (*Trigger*) peut s'effectuer manuellement depuis une source externe ou en interne en définissant certaines conditions sur le signal (*Seuil de tension*).

Dans un mode de fonctionnement classique, la mémoire tampon est en permanence alimentée par le CAN. Au moment du déclenchement, ce remplissage continue pendant un temps défini avant de s'arrêter. Le contenu de la mémoire tampon est alors transféré pour son enregistrement ou son affichage. Ce mode de fonctionnement permet d'observer le signal avant et après le déclenchement puisque la mémoire tampon a stocké des informations sur le signal antérieures au déclenchement.

## Publications personnelles

- [1] A. Proia, G. Cibiel, "Absolute calibration of GNSS time transfer systems : NRL and CNES techniques comparison", *Proceedings of joint meeting IFSC-25<sup>th</sup> EFTF, San Francisco*, 2011
- [2] M. Weiss, V. Zhang, J. White, K. Senior, A. Proia, D. Matsakis, P. Uhrich, D. Valat, W. Lewandowski, A. Bauch, T. Feldman, "Coordinating GPS calibrations among NIST, NRL, USNO, PTB, and OP", *Proceedings of joint meeting IFSC-25<sup>th</sup> EFTF, San Francisco*, 2011
- [3] A.Proia, G. Cibiel, "Progress report of CNES activities regarding the absolute calibration method", *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> PTTI, Reston*, 2010
- [4] A.Proia, G.Cibiel, L.Yaigre, "Absolute calibration and evaluation of geodetics receivers", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [5] A. Proia, G. Cibiel, L. Yaigre, "Time stability and electrical delay comparison of dual frequency GPS receivers", *Proceedings of the 41<sup>th</sup> PTTI, Santa Ana Pueblo*, 2009
- [6] G. Cibiel, A. Proia, L. Yaigre, J-F. Dutrey, A. de Latour., J. Dantepal, "Absolute calibration of geodetic receivers for time transfer : Electrical delay measurement, uncertainties and sensitivities", *Proceedings of 22<sup>nd</sup> EFTF, Toulouse*, 2008
- [7] P. Uhrich, D. Valat, A. Proia, "Comparisons between different types of GPS equipment by using TAIP3 processing", *Proceedings of 22<sup>nd</sup> EFTF, Toulouse*, 2008



# Bibliographie

- [1] J. Jandaly, "Une histoire illustrée de la mesure du temps", *Edition Vuibert*, ISBN : 271172493
- [2] A. Einstein, "La théorie de la relativité restreinte et générale", *Edition Dunod*, ISBN : 2100487167
- [3] Gibson Bros, Proceedings of the International Conference for the adoption of a single prime meridian and a universal time, Washington, DC, 1884
- [4] B. Guinot, "Time and the Earth's rotation", *Int. Astronomical Union Symp.* 82, 1979, p. 7
- [5] B. Guinot and E. F. Arias, "Atomic time keeping from 1955 to the present", *Metrologia*, vol. 42, p. S20 2005
- [6] G. Petit., "Atomic time scales TAI and TT(BIPM) : Present status and prospects", *Proc. 7<sup>th</sup> Symposium on frequency standards and metrology*, World Scientific, 475-482, 2009
- [7] J. Terrien, "News from the Bureau International des Poids et Mesures", *Metrologia*, vol. 11, pp. 179–183, 1975
- [8] R. Gould, "The Marine Chronometer. Its History and Development", *London, J. D. Potter, 1923, Réédition 1971*, ISBN 0907462057
- [9] C. Audoin, B. Guinot, "Les fondements de la mesure du temps", *Edition Masson*, ISBN : 2225832617
- [10] J. Terrien, "News from the Bureau International des Poids et Mesures", *Metrologia*, vol. 4, pp. 41–45, 1968
- [11] Luc Chassagne, "Amélioration de l'exactitude d'une horloge atomique compacte à jet de césium pompé optiquement", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris Sud*, 2000
- [12] 13ème Conférence Générale des Poids et Mesures 1967-1968, "Résolution 1 CR, 103", *Metrologia*, 4- 43, 1968
- [13] [http://www.bipm.org/fr/si/base\\_units/second.html](http://www.bipm.org/fr/si/base_units/second.html)
- [14] E. Simon, "Vers une stabilité et une exactitude de  $10^{-16}$  pour les horloges atomiques : le rayonnement du corps noir, la détection optique", *Thèse de doctorat de l'Université Paris 6*, 1997
- [15] F. Chapelet, "Fontaine atomique double de Césium et de Rubidium avec une exactitude de quelques  $10^{-16}$  et applications", *Thèse de doctorat de l'université Paris 11*, 2008

- [16] T. P. Heavner, S. R. Jefferts, E A Donley, J H Shirley, and T E Parker, "NISTF1: recent improvements and accuracy evaluations", *Metrologia*, 42-411, 2005
- [17] W. H. Oskay, S. A. Diddams, E. A. Donley, T. M. Fortier, T. P. Heavner, L. Hollberg, W.M. Itano, S. R. Jefferts, M. J. Delaney, K. Kim, F. Levi, T. E. Parker, and J. C. Bergquist, "Single-atom optical clock with high accuracy", *Phys. Rev. Lett.*, 97-020801, 2006
- [18] T. Rosenband, D. B. Hume, P. O. Schmidt, C. W. Chou, A. Brusch, L. Lorini, W. H. Oskay, R. E. Drullinger, T. M. Fortier, J. E. Stalnaker, S. A. Diddams, W.C. Swann, N. R. Newbury, W. M. Itano, D. J. Wineland, and J. C. Bergquist, "Frequency ratio of Al<sup>+</sup> and Hg<sup>+</sup> single-ion optical clocks; metrology at the 17<sup>th</sup> decimal place", *Science*, 319:1808–1812, 2008
- [19] G. Petit, "Relativité et mesure du temps", *Académie des Sciences morales et politiques*, <http://www.asmp.fr>
- [20] <http://recherche.ign.fr/labos/lareg/page.php?menu=En%20savoir%20plus>
- [21] Ph. Laurent, A. Clairon, P. Lemonde, G. Santarelli, C. Salomon, C. Sirmain, F. Picard, Ch. Delaroche, O. Grosjean, M. Saccoccio, M. Chaubet, L. Guillier, J. Abadie, "The space clock PHARAO Functioning and Expected performances", *Proceedings of joint meeting IFSC-17<sup>th</sup> EFTF, Tampa*, 2003
- [22] G. W. Hein and J. Rodriguez, "Performance of a galileo prs/gps m-code combined service"; *Proceedings of the 2005 National Technical Meeting of the Institute Of Navigation, San Diego, USA*, 2005
- [23] F.X. Esnault, " Etude des performances ultime d'une horloge à atomes froids : optimisation de la stabilité court terme", *Thèse de doctorat de l'université Pierre et Marie Curie*, 2009
- [24] B. Holmann-Wellenhof, H. Lichtengegger, E. Wasle, "GNSS – Global Navigation Satellite Systems – GPS, GLONASS and more", *Edition Springer*, ISBN: Non communiqué
- [25] M. S. Braasch, A. J Van Dierendonck, "GPS receiver architectures and measurements", *IEEE UFFC*, vol. 87, no. 1, 1999
- [26] E. D. Kaplan, "Understanding GPS: Principles and applications", *Edition Artech House*, ISBN: 101580538940
- [27] M. Azmani, "Fusion non-linéaire appliquée aux voies pilote et données du signal GPS L2C", *Thèse de doctorat de l'université di Littoral de la Côte d'Opale*, 2010
- [28] <http://www.insidegnss.com/node/2586>
- [29] <http://www.globalsecurity.org/space/world/china/beidou.htm>
- [30] <http://www.insidegnss.com/node/1848>
- [31] <http://www.irnssindia.com/>
- [32] [http://www.gpsworld.com/gnss-system/augmentation-assistance/qzss-japans-new-integrated-communication-and-positioning-service?page\\_id=1](http://www.gpsworld.com/gnss-system/augmentation-assistance/qzss-japans-new-integrated-communication-and-positioning-service?page_id=1)

- [33] <http://www.ngs.noaa.gov/CORS/CorsPP/WA-SlideShow/index.htm>
- [34] <http://igsceb.jpl.nasa.gov/>
- [35] <http://recherche.ign.fr/labos/lareg/page.php?menu=En%20savoir%20plus>
- [36] C. Thomas, P. Wolf, P. Tavella, "Time scales", *Monographie 94/1, BIPM*, 1994
- [37] G. Panfilo, E. F.Arias, "Algorithms for International Atomic Time", *IEEE UFFC*, vol. 57, no. 1, 2010
- [38] Petit G., Jiang Z., "GPS All in view time transfer for TAI computation", *Metrologia*, 45, n°1, 35-45, 2008
- [39] D.W. Allan, A.M. Weiss, "Accurate time and frequency transfer during common-view of a GPS satellites", *Proceedings of 34<sup>th</sup> Annual Frequency Control Symposium*, pp. 334-346, 1980
- [40] "Cours de technologie spatiale, Techniques et Technologies des Véhicules Spatiaux, Volume 2 : Charges Utiles, Module 8, Techniques radioélectriques", *CNES*
- [41] P. Defraigne, G. Petit, "Time transfer to TAI using geodetic receivers" *Metrologia*, Vol.40, pp 184-188, 2003
- [42] J. Kouba, P. Heroux, "Precise Point Positioning using IGS Orbit and Clock products", *IEEE UFFC*, vol. 46 No. 4, 2002
- [43] J. Delporte, F. Mercier, D. Laurichesse, O. Galy, "GPS Carrier Phase Time Transfer using single difference integer ambiguities", *International Journal of Navigation and Observation (Hindawi Publishing Corporation)*, Volume 2008, Article ID 273785, doi:10.1155/2008/273785, 2008
- [44] P. Merck, "Développement d'une station terrienne de comparaisons d'horloges atomiques par liaisons micro-ondes avec un satellite de communication", *Thèse de doctorat de l'Observatoire de Paris*, 2000
- [45] Ph. Laurent, I. Petitbon, K. Gasc, E. Samain, D. Albanese, R. Dalla, M. Furia, J. Paris, JF Mangin, JM Torre, P. Vrancken, J. Weick, "Time transfer by Laser Link : The T2L2 experiment on board the Jason-2 space vehicle", *Proceedings of 20<sup>th</sup> EFTF, Braunschweig*, 2006
- [46] <http://www.oca.eu/gemini/equipes/rdm/t2l2/index.html>
- [47] I. Porchazka, J. Kodet, J. Blazej, U. Shreiber, L. Cacciapuoti, " Development of the European laser Timing instrumentation for the ACES time transfer using laser pulses", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [48] L. Duchayne, "Transfert de temps de haute performance : le lien micro-onde de la mission ACES", *Thèse de doctorat de l'Observatoire de Paris*, 2008
- [49] O. Lopez, A. Haboucha, F. Kéfélian, H. Jiang, B. Chanteau, V. Roncin, C. Chardonnet, A. Amy-Klein, G. Santarelli, " Cascaded multiplexed optical link on a telecommunication network for frequency dissemination", *Opt. Express*, 18, 16849-16857, 2010
- [50] K. Predehl, T. Udem, J. Alnis, H. Ronald, O. Terra, G. Grosche, S. Gesine, H. Schnatz, T.W. Harald, "Long Haul Frequency Transfer between MPQ and PTB using a

- Telecommunication "Fiber Link of 900 km Length", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [51] S.C. Ebenhag, P.O. Hedekvist, "Fiber Based One Way Time Transfer with Enhanced Accuracy", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [52] T. E. Parker and D. Matsakis, "Time and frequency dissemination: Advances in GPS transfer techniques" *GPS World*, 97 :32–38, 2004
- [53] A. Bauch, J. Achkar, S. Bize, D. Calonico, R. Dach, R. Hlavac, L. Lorini, T Parker, G. Petit, D. Piester, K. Szymaniec, and P. Uhrichand, "Comparison between frequency standards in Europe and the USA at the  $10^{-15}$  uncertainty level", *Metrologia*, 43 :109, 2006.
- [54] Ph. Guillemot, P. Exertier, E. Samain, F. Pierron, Ph. Laurent, M. Abgrall, J. Achkar, D. Rovera, K. Djerroud, S. Leon, "Time transfer by laser link – T2L2- : First results of the 2010 campaign", *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> PTI, Reston*, 2010
- [55] W. Schafer, M. Kufner, A. Seidel, M.P. Hess, J. Kehrer, M. Siccardi, "ACES microwave link: Principle, error budget and tests", *Workshop of theoretical aspects of ACES*, 2008
- [56] V. Smotlacha, A. Kuna, W. Mache, "Time transfer using fiber links", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [57] Département Temps du BIPM, "Organization of the international time links", Avril 2010, [http://www.bipm.org/en/scientific/tai/time\\_ar2010.html](http://www.bipm.org/en/scientific/tai/time_ar2010.html)
- [58] G. Petit, Z. Jiang, P. Moussay, J. White, E. Powers, G. Dulde, P. Urich, "Progresses in the calibration of "geodetic like" GPS receiver for accurate time comparison", *Proceedings of the 15<sup>th</sup> EFTF, Neuchâtel*, 2001
- [59] A. Bauch, D. Piester, B. Blanzano, O. Koudelka, E. Kroon, E. Dierikx, P. Whibberley, J. Achkar, D. Rovera, L. Lorini, F. Cordara, " Results of the 2008 TWSTFT calibration of seven european stations", *Proceedings of joint meeting IFCS-22<sup>nd</sup> EFTF, Besançon*, 2009
- [60] Département Temps du BIPM, Section 6 de la circulaire T numéro 278, Février 2011, [http://www.bipm.org/fr/publications/scientif/time\\_ftp.html](http://www.bipm.org/fr/publications/scientif/time_ftp.html)
- [61] G. Petit, Z. Jiang, "Differential calibration of Ashtech Z12-T receivers for accurate time comparisons", *Proceedings of the 14<sup>th</sup> EFTF, Torino*, 2000
- [62] A. Proia, G. Cibiel, "Progress report of CNES activities regarding the absolute calibration method", *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> PTI, Reston*, 2010
- [63] K. Senior, J. Ray, "Estimating empirical station timing biases using IGS clocks products", *Joint meeting IFCS-17<sup>th</sup> EFTF, Tampa, Proceedings of IEEE*, p 250-257, 2003
- [64] [www.timesmicrowave.com/content/pdf/lmr/22-25.pdf](http://www.timesmicrowave.com/content/pdf/lmr/22-25.pdf)
- [65] [www.geoinstruments.com.au/pdf/z12.pdf](http://www.geoinstruments.com.au/pdf/z12.pdf)
- [66] <http://www.septentrio.com/products/receivers>
- [67] [www.dicom.cz/.../873-time-frequency-transfer-receiver](http://www.dicom.cz/.../873-time-frequency-transfer-receiver)
- [68] <http://www.terrisgps.com/Products/Topcon-Legacy-E-P314.html>

- [69] [www.novatel.com/products/gnss.../propak-v3/](http://www.novatel.com/products/gnss.../propak-v3/)
- [70] <http://www.tiansurvey.com/Lexon-GGD112T.asp>
- [71] J. Nawrocki, P. Lejba, P. Nogaś, D. Lemański, "AOS studies on GNSS time transfer", *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> PTTI, Reston*, 2010
- [72] Annex of the Ashtech user manual : Precise time transfer modifications
- [73] User manual, Septentrio PolaRx2, 2004
- [74] K. Senior, J. White, "Absolute calibration of a Novatel GPS Receiver System", *NRL Internal report*, 2011
- [75] Léo Thourel, "Les antennes : applications aux radars et aux techniques spatiales", *Edition Dunod*, ISBN : Non référencé
- [76] N. Balasubramanian, J. Lynn, D. Sen Gupta, "Differential forms on electromagnetic networks", *Edition Butterworths*, ISBN: 0408700408
- [77] Joseph ROGER, "Mesures radioélectriques sur les antennes", *Techniques de l'Ingénieur, R1-140*
- [78] [perso.citi.insa-lyon.fr/.../antennes/0-%20Introduction.ppt](http://perso.citi.insa-lyon.fr/.../antennes/0-%20Introduction.ppt)
- [79] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, A. Papiernik, "Antennes imprimées : Bases et principes", *Techniques de l'ingénieur*, E-3310
- [80] [ftp.ashtech.com/Antenna%20Specifications/.../ChokeRingAntennaDS.pdf](http://ftp.ashtech.com/Antenna%20Specifications/.../ChokeRingAntennaDS.pdf)
- [81] [webone.novatel.ca/assets/Documents/.../GPS701\\_702GG.pdf](http://webone.novatel.ca/assets/Documents/.../GPS701_702GG.pdf)
- [82] <http://www.topconpositioning.com/products/gps/antennas/cr-4.html>
- [83] <http://www.javad.com/jgnss/products/antennas/>
- [84] [www.leica-geosystems.com/en/Leica-AR25\\_70988.htm](http://www.leica-geosystems.com/en/Leica-AR25_70988.htm)
- [85] [adriang.com/AACE-Industries/.../Temperature-Stabilized-Antenna.pdf](http://adriang.com/AACE-Industries/.../Temperature-Stabilized-Antenna.pdf)
- [86] [webone.novatel.ca/assets/Documents/Papers/GPS704X.pdf](http://webone.novatel.ca/assets/Documents/Papers/GPS704X.pdf)
- [87] [www.tecom-ind.com/files/1/4c9b84a6df021-DA0205001.pdf](http://www.tecom-ind.com/files/1/4c9b84a6df021-DA0205001.pdf)
- [88] Novatel Inc, "GPS-704X Antenna Design and Performance", [webone.novatel.ca/assets/.../GPS-704xWhitePaper.pdf](http://webone.novatel.ca/assets/.../GPS-704xWhitePaper.pdf)
- [89] D. Belot, " Antenne Novatel pour la réception des signaux GPS, Galileo, GNSS", *Rapport interne CNES*, Ref : DCT/RF/AN-2008.0008772
- [90] J. White, R; Beard, G. Landis, G. Petit, E. Powers," Dual frequency absolute calibration of a geodetic GPS receiver for time transfer", *Proceedings of the 15<sup>th</sup> EFTF, Neuchâtel*, 2001
- [91] G. Petit, "Estimation of the values and uncertainties of the BIPM Z12-T receiver and antenna delays for use in differential calibration exercises", *BIPM TM. 172*, 2009
- [92] K. Senior, J. Ray, G. Petit "Comparison of instrumental and empirical station timing biases for a set of Ashtech Z12T GPS receivers", *Proceedings of the 18<sup>th</sup> EFTF, Guildford*, 2004

- [93] J. Plumb, "Development of a carrier phase time and frequency transfer system", *PhD Dissertation of the University of Colorado*, 2003
- [94] J. Plumb, J. White, E. Powers, K. Larson, R. Beard, "Simultaneous absolute calibration of three geodetic-quality timing receivers", *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> PTTI, Reston*, 2001
- [95] J. Plumb, K. Larson, J. White, E. Powers, "Absolute calibration of a geodetic time-transfer system", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 52, No. 11, p. 1904-1911, November 2005
- [96] A. de Latour, G. Cibiel, J. Dantepal, J-F Dutrey, M. Brunet, L. Ries, J-L. Issler, "Dual-frequency absolute calibration of Ashtech Z-12T receiver for time transfer", *Proceedings of 19<sup>th</sup> EFTF*, pp 360-365, *Besançon*, 2005
- [97] G. Cibiel, A. Proia, L. Yaigre, J-F. Dutrey, A. de Latour., J. Dantepal, "Absolute calibration of geodetic receivers for time transfer: Electrical delay measurement, uncertainties and sensitivities", *Proceedings of 22<sup>nd</sup> EFTF, Toulouse*, 2008
- [98] U. Grunert, S. Thaelert, H. Denks, J. Furthner, "Absolute calibration of time receivers with GPS/Galileo HW simulator", *Proceedings of 22<sup>nd</sup> EFTF, Toulouse*, 2008
- [99] A. Proia, G. Cibiel, L. Yaigre, "Absolute calibration and evaluation of geodetic receivers", *Proceedings of the 24<sup>th</sup> EFTF, Noordwijk*, 2010
- [100] User manual of the Signal Generator hardware, Chapitre 5: STR4760
- [101] User manual of the Stanford Research Systems Universal Time Interval Counter model 620
- [102] M. Bury, Y. Yashchychyn, "Pulse response of UWB antenna: Meaning and Simple measurement procedure", *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, Edimbourg, 2007
- [103] M. Weiss, V. Zhang, L. Nelson, V. Hanns, "Delay variations in some GPS timing receivers", *Proceedings of the IEEE IFCS, Orlando*, p 304-312, 1997
- [104] F. Sthal, E. Rubiola, "Instrumentation temps-fréquence Partie 1", *Techniques de l'Ingénieur*, Référence : R 686
- [105] S. F. Adam, "Microwave theory and applications", *Editions Prentice Hall*, ISBN: 013581488X
- [106] J.M. Escané, "Circuits électriques linéaires : Circuits boucles", *Techniques de l'Ingénieur*, Référence : E 108
- [107] J. Achkar, "Analyseurs de réseaux en micro-ondes", *Techniques de l'Ingénieur*, Référence : R1 145v2
- [108] P. Lesne, "Mesures à l'aide d'un oscilloscope", *Techniques de l'Ingénieur*, Référence : R1 087
- [109] Data sheet of the DPO 7000 Tektronix oscilloscope
- [110] [apliquem.com/37000\\_rev\\_B.pdf](http://apliquem.com/37000_rev_B.pdf)
- [111] [cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E8364-90027.pdf](http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E8364-90027.pdf)
- [112] <http://www2.rohde-schwarz.com/product/zvx.html>

- [113] BIPM, "Guide to the expression of uncertainty in measurement", 1995
- [114] S. Dardenne, "Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d'intermodulation, pour des applications de radiotélécommunications mobiles", *Thèse de doctorat de l'Université de Potiers*, 1992
- [115] [www.eccosorb.eu/sites/default/files/.../eb\\_155eccosorb\\_cv\\_0.pdf](http://www.eccosorb.eu/sites/default/files/.../eb_155eccosorb_cv_0.pdf)
- [116] [www.eccosorb.com/sites/file/1447/eb-100-eccosorb%20vhp.pdf](http://www.eccosorb.com/sites/file/1447/eb-100-eccosorb%20vhp.pdf)
- [117] J. Achkar, "Conception, réalisation et utilisation d'un simulateur de satellite dans une station deux voies de comparaison d'horloges par satellite"
- [118] EURAMET, "Guidelines on the evaluation of vector network analyser (VNA)", *Calibration guide /cg-12/v.01*, 2007
- [119] H. Bayer, "An error analysis for the RF-Attenuation measuring equipment of the PTB applying the power method", *Metrologia 11*, pp.43-51, 1975
- [120] F. Warner, "Microwave attenuation measurements", *IEEE Monograph 19*, Peter Peregrins (UK), 1977
- [121] D. Stumpe, "Struparametermessungen mit Netzwerkanalysatoren", in Hans Bachmair and Ulrich Stumper : "Aktuelle Probleme bei der Weitergabe von HF-Meßgrößen", *PTB-E-58*, pp. 53-84, ISBN : 3897011735
- [122] P. Uhrich, D. Valat., "GPS common view receiver relative calibration campaign ", *Fidelity-OP-3270-Final Report 2.1*, work package WP 3270 de la CCN10 du contrat GJU/05/2419/CTR/FIDELITY, 2009
- [123] <http://www.bosch-professional.com/be/fr/ocs/outils/101300/6848/telemetres/dle-150/>
- [124] J-F Seaux, S. Courreges, S. Bila, V. Madrangeas, M. Maignan, C Zanchi, "An eight pole self- equalised quasi-elliptic superconductor planar filter for satellite applications", *European Microwave conference*, 2005
- [125] User manual of the Signal Generator hardware, GSS8000
- [126] G. Cibiel., L. Yaigre, A. Proia, J. Delporte J, "GNSS equipment absolute calibration", *Fidelity-CNES-3280-0001\_1.1 Final Report work package WP 3280 de la CCN10 du contrat GJU/05/2419/CTR/FIDELITY*, 2009
- [127] G. Petit, "Calibration of the dual frequency GPS receivers for TAI", *Proceedings of the 20<sup>th</sup> EFTF, Braunschweig*, 2006
- [128] Zanello R; Mascarello M; Galleani L.; Tavella P; Detoma E; Bellotti A, "The Galileo Precise Timing Facility", *Proceedings of 21<sup>st</sup> IEEE FCS-EFTF, Genève*, 2007
- [129] <http://www.rfparts.com/helioxcoax.html>
- [130] [http://www.cbil.co.uk/index.php/download\\_file/view/668/152/](http://www.cbil.co.uk/index.php/download_file/view/668/152/)
- [131] G. Bonini, "Système GPS de positionnement par satellite", *Techniques de l'ingénieur*, Référence : TE 6 715
- [132] B.W. Parkinson, J.J. Spilker, "Global Positioning System: Theory and applications Volume 1", *Edition American Institute of Aeronautics and Astronautics*

- 
- [133] P. Urich, "Stabilité des Oscillateurs ultra-stables"  
[www.enseignement.polytechnique.fr/](http://www.enseignement.polytechnique.fr/)
- [134] D.W. Allan, M. A. Weiss, and J. L. Jespersen, "A frequency-domain view of time-domain characterization of clocks and time and frequency distribution systems", *45<sup>th</sup> Annual Symposium on Frequency Control*, pages 667–67; 1991
- [135] D. A. Howe, D.W. Allan, and J. A. Barnes, "Properties of signal sources and measurements", *Proceedings of the 35<sup>th</sup> Annual Symposium on Frequency Control*, pages TN14–TN60, 1981
- [136] L. Feat, "Mesures antennes GNSS", *Rapport interne CNES*, 2011, Référence : DCT/RF/AN – 2011.0014608
- [137] R. Nutt, "Digital time intervalometer", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 39, p. 1342-5, 1968
- [138] G. Avril, "Etudes et optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique", *Thèse de doctorat de l'INSA de Rennes*, 2008



## Résumé

Les chaînes de réception de signaux satellitaires de navigation (GNSS), composées d'un récepteur, d'un câble d'antenne et d'une antenne, sont l'outil le plus utilisé lors de comparaisons d'horloges atomiques distantes nécessaires pour le calcul du Temps Atomique International (TAI). L'étalonnage de ces liens de temps, consistant à déterminer leur retard électrique lors de la propagation du signal au travers du système d'acquisition, est nécessaire afin de garantir leur exactitude et leur stabilité long-terme.

Deux techniques d'étalonnage sont actuellement recensées : la méthode différentielle et la méthode en absolu. La technique différentielle consiste à comparer l'ensemble de la chaîne de réception à étalonner avec une chaîne de référence dont le retard est connu. Cette dernière circule de laboratoires en laboratoires afin que le BIPM (Bureau International des Poids et Mesures) puisse déterminer le délai interne des équipements opérationnels installés dans les laboratoires visités. La technique d'étalonnage dite en absolu consiste à déterminer indépendamment le retard électrique interne de chaque élément de la chaîne de réception en utilisant des signaux simulés permettant de s'affranchir des bruits liés à la diffusion de signaux satellitaires. Le CNES développe cette technique depuis 2005.

Les travaux de cette thèse contribuent au développement et à l'optimisation des méthodes d'étalonnage en absolu de chacun des éléments de la chaîne de réception afin de déterminer le retard global de la chaîne d'acquisition avec une incertitude inférieure à une nanoseconde. Cette méthode d'étalonnage permet également de caractériser les performances de chacun des composants du système d'acquisition ainsi que la sensibilité thermique et hygrométrique des récepteurs.

## Abstract

The reception chains of navigation satellites signals (GNSS), composed of a receiver, an antenna cable and an antenna, are the most employed tool for the comparisons of spread worldwide atomic clocks necessary for the calculation of the International Atomic Clock (TAI). The calibration consists in determining the time delay of the signal during its propagation through the acquisition system. This measurement is necessary in order to guarantee the accuracy and the long-term stability of the time links.

It exists two calibration techniques : the differential method and the absolute method. The differential technique consists in comparing the reception chain of the visited laboratory and a reference reception chain whose the delay is known. The absolute technique consists in determining independently each element of the reception chain with simulated signals in order to eliminate the noise due to the broadcast signal propagation. Since 2005, CNES (French Space Agency) develops this method.

This thesis work consisted in developing and optimizing this method which opens the possibility to calibrate independently each element of the reception chain with a weak uncertainty. Moreover, this technique allows to characterize the performances of each element of the reception chain but also the thermal and hygrometric sensitivity of the receivers.